F. V. Kushnir

MEDIDAS RADIOELECTRICAS

ИЗДАТЕЛЬСТВО
МИР

Ф. В. Кушнир

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

ИЗДАТЕЛЬСТВО
«СВЯЗЬ»

Kushnir F. V.

MEDIDAS RADIOELECTRICAS

EDITORIAL MIR
MOSCU

Impreso en la URSS

Traducido del ruso por
Marcos Navarrete

A NUESTROS LECTORES:

«Mir» edita libros soviéticos traducidos al español, inglés, francés, árabe y otros idiomas extranjeros. Entre ellos figuran las mejores obras de las distintas ramas de la ciencia y la técnica: manuales para los centros de enseñanza superior y escuelas tecnológicas; literatura sobre ciencias naturales y médicas. También se incluyen monografías, libros de divulgación científica y ciencia-ficción.

Dirijan sus opiniones a la Editoral «Mir», 1 Rizhski per., 2, 129820, Moscú, I—110, GSP, URSS.

На испанском языке

© Издательство «Связь», 1975

© Traducción al español. Editorial Mir. 1978

Indice

PROLOGO 9

INTRODUCCION 11

I.1. Breve resumen sobre el desarrollo de la técnica de las medidas radioeléctricas 11
I.2. Contenido y tareas del curso 13
I.3. Nociones fundamentales sobre las medidas radioeléctricas 14
I.4. Tipos de medidas radioeléctricas y sus particularidades 15
I.5. Errores en las medidas 20
I.6. Clasificación de los aparatos de medidas radioeléctricas 22

1. Medida de la corriente y de la tensión

1.1. Relaciones fundamentales 25
1.2. Medida de la corriente 27
Nociones generales 27
Termoconvertidores y termoamperímetros 29
Ampliación de los límites de medida de los termoamperímetros . . 32
Convertidores y amperímetros de rectificación 36
1.3. Medida de la tensión 39
Nociones generales 39
Límites de medida 40
Gama de frecuencias de las tensiones a medir 42
Resistencia de entrada 44
Constancia de la graduación de la escala 46
Error de medida 47
Voltímetros lineales 49
Voltímetros de cresta y de impulsos 53
Compensación de la corriente inicial del tubo 59
Amplificadores de corriente continua 60
Voltímetros de valores medios cuadráticos 64
Voltímetros electrónicos de tensión constante 67
Voltímetros selectivos 68
Voltímetros de indicación numérica 69
Preguntas de control 74

2. Osciladores de medida

2.1. Nociones generales 75
2.2. Generadores de señales de baja frecuencia 78
2.3. Generadores de señales de alta frecuencia 89
Generadores de altas y ultraaltas frecuencias 89
Generadores de hiperfrecuencias 100
2.4. Nociones sobre los generadores de señales de impulsos 106
2.5. Nociones sobre los generadores de señales de ruido 108
Preguntas de control 111

3. Oscilógrafos catódicos

3.1. Nociones generales 112
3.2. Tubos de rayos catódicos 113
3.3. Obtención de imágenes en la pantalla del oscilógrafo 117
Acción de una tensión sobre el rayo electrónico 117
Acción de dos tensiones sobre el rayo electrónico 119
3.4. Exploración de las imágenes 120
Exploración periódica lineal 120
Exploración de bloqueo 122
Exploración sinusoidal 125
Exploración elíptica y circular 127
3.5. Canales de mando del rayo 129
Canal de desviación vertical 129
Canal de desviación horizontal 136
Canal de mando de luminancia del rayo 152
Calibrador de duración 153
3.6. Requisitos presentados a los oscilógrafos que se emplean para la medida de los impulsos 154
3.7. Obtención simultánea de varios oscilogramas 155
3.8. Características técnicas y esquemas estructurales de algunos osciló-grafos modernos 158
3.9. Empleo del oscilógrafo para el trazado de las curvas características 160
3.10. Nociones sobre el oscilógrafo estroboscópico 163
Preguntas de control 165

4. Medida de frecuencias

4.1. Nociones generales 166
4.2. Método de resonancia 168
Característica breve 168
Frecuencímetros de resonancia con parámetros localizados 170
Frecuencímetros de resonancia con parámetros repartidos 170
4.3. Método comparativo 176
Característica breve 176
Procedimiento oscilográfico 176
Método de batimientos acústicos 178
Método de batimientos cero 179
Frecuencímetros heterodinos 181
4.4. Método de recarga del condensador 185
4.5. Método del cálculo discreto 187
4.6. Nociones sobre las medidas y los patrones de la frecuencia 191
Preguntas de control 193

5. Medida del desfasaje

5.1. Nociones generales 194
5.2. Método oscilográfico 196
5.3. Método de compensación. 197

5.4. Método de conversión del desfasaje en impulso de corriente 198
5.5. Método de cálculo discreto 199
5.6. Medida del desfasaje con la conversión de la frecuencia 201
5.7. Inversores de fase 201

6. Medida de los parámetros de los elementos del circuito

6.1. Nociones generales 203
6.2. Método de voltímetro y amperímetro 205
Medida de la capacidad, inductancia e inductancia mutua 205
Medida de pequeñas capacidades 206
Medida de la resistencia óhmica de un circuito oscilante en serie 207
Medida de la inductancia de las bobinas con núcleos ferromagnéticos 207
6.3. Método de puente 208
6.4. Método de resonancia 213
Nociones generales 213
Medida de la inductancia 215
Medida de la capacidad 216
Medida de la capacidad propia de la bobina 217
Medidor de la capacidad y de la inductancia de alta frecuencia . . 219
6.5. Medidores del factor de calidad 220
Objetivo y principio de funcionamiento 220
Metodología de las medidas 222
6.6. Medida de la resistencia de tierra 224
Preguntas de control 225

7. Medida en las líneas con parámetros repartidos

7.1. Nociones generales 226
7.2. Relaciones fundamentales 228
7.3. Línea de medición 230
7.4. Medida de la relación de onda estacionaria 233
7.5. Medida de la impedancia 234
7.6. Nociones sobre la medida automática de la relación de ondas estacionarias y de la impedancia 238

8. Medida de la potencia

8.1. Nociones generales 241
8.2. Métodos fundamentales de medida 242
8.3. Medida de la potencia absorbida 242
Método de voltímetro y amperímetro 242
Método calorimétrico 244
Método fotométrico 245
Método de termorresistencia 247
8.4. Medida de la potencia transitoria 251
Método de termistor con acoplador direccional 251
Método ponderomotriz 253
Método del reflectómetro 253
8.5. Medida de pequeños niveles energéticos 255
Preguntas de control 257

9. Medida de los parámetros de las señales moduladas

9.1. Nociones generales 258
9.2. Mediciones durante la modulación de amplitud 259
9.3. Medición durante la modulación de frecuencia 263
9.4. Mediciones durante la modulación por impulsos 265
Conceptos fundamentales 265
Medida de la altura, la duración y relación de repetición de los impulsos 266
Medida de los intervalos de tiempo 268
Preguntas de control 269

10. Medida de las distorsiones no lineales

10.1. Nociones generales 270
10.2. Método armónico 271
10.3. Método de combinación 277
Preguntas de control 279

11. Medida de la intensidad del campo electromagnético y de las perturbaciones radiofónicas

11.1. Nociones generales 280
11.2. Indicadores de campo 281
11.3. Intensímetros y receptores de medición 285
11.4. Medidores de las perturbaciones radiofónicas 287
Preguntas de control 290
Suplemento 291

Acerca del control de los aparatos de medidas radio-eléctricas

S.1. Nociones generales 291
S.2. Control de los voltímetros electrónicos de corriente continua . . . 292
S.3. Control de los generadores de señales de mediciones en la gama de frecuencias de 30 MHz a 16,7 GHz 293
Bibliografía 296

Prólogo

La tercera edición ha sido significativamente modificada y aumentada en comparación con la primera y segunda publicaciones realizadas en los años 1967 y 1968, respectivamente. La modificación ha sido suscitada por la confirmación del nuevo programa en las especialidades de «Radiocomunicación y radiodifusión» y «Técnica de televisión y transmisión radio-relé» (enlace hertziano) con la introducción de nueva norma estatal de la Unión Soviética (GOST) en la técnica de medidas radioeléctricas y en la metrología así como con las experiencias acumuladas por los profesores y estudiantes al servirse de dicho libro.

Se han modificado completamente la introducción y los capítulos dedicados a las medidas de la corriente y la tensión de alta frecuencia, a los oscilógrafos catódicos, a las medidas del desfasaje y de la intensidad del campo (en los párrafos referentes a las mediciones de perturbaciones radiofónicas industriales). Ha sido modificado parcialmente el capítulo sobre los parámetros de los circuitos radioeléctricos. En calidad de ejemplos se muestran las características técnicas de los nuevos aparatos de medida radioeléctrica.

En la exposición del material se conserva el orden de las ediciones anteriores, es decir, en cada capítulo primero se exponen las nociones generales y los conceptos fundamentales relativos a la medida de una magnitud física determinada y a continuación se estudian los métodos de medidas y procedimientos para realizarlas; se indican los requisitos técnicos para los instrumentos y los medios de su satisfacción, se estudian las fuentes de los errores debido a los métodos e instrumentos. En el libro no se dan los circuitos detallados de los instrumentos, pero se utilizan en todas partes sus circuitos estructurales y principales de algunos nodos examinando los métodos y procedimientos de medidas.

A todas las personas que tomaron parte en las deliberaciones de las dos primeras ediciones se les expresa profundos agradecimientos.

El autor agradece al censor del prospecto de la tercera edición, profesor de la Escuela Politécnica Media de Comunicaciones de Moscú, A. S. Morgulis, y al profesor de la Escuela Técnica Media de Comunicaciones E. T. Krenkel de Leningrado, M. Ya. Neiman y en especial agradece al crítico del original de la tercera edición G. B. Borísov, cuyas valiosas observaciones y recomendaciones se han tomado en consideración en la redacción definitiva.

Autor

Introducción

1.1. BREVE RESUMEN SOBRE EL DESARROLLO DE LA TECNICA DE LAS MEDIDAS RADIOELECTRICAS

Se denomina medida radioeléctrica al experimento físico debido al cual se obtiene una información cuantitativa sobre los regímenes, los parámetros y las características de los dispositivos radioeléctricos, de sus bloques, nodos (conjuntos) y piezas.

Bajo el concepto regímenes se entienden los valores de las corrientes, de las tensiones y de las potencias. Bajo el de parámetros, los valores de las resistencias óhmicas y reactancias, capacidades, inductancias y los factores de calidad. Como ejemplos de características pueden servir: la gama de frecuencias de explotación de un dispositivo, su resistencia de entrada o de salida; sus características voltios-amperios y amplitud-frecuencia, las distorsiones, etc.

En el curso de medidas eléctricas se estudian las medidas de algunas de las magnitudes citadas anteriormente. Pero allí ellas se realizan en corriente continua o en frecuencia industrial. En el curso de medidas radioeléctricas se estudian las medidas realizadas en audiofrecuencias, altas y superelevadas.

Las medidas son indispensables para la explotación de cualquier sistema de radiocomunicación y radiodifusión. Sin las medidas tampoco se puede reparar los aparatos de radio. Sólo midiendo los parámetros eléctricos de los elementos de montaje y confrontándolos con los datos de especificaciones, controlando los regímenes de los conjuntos y de todo el dispositivo, es posible determinar el lugar y la cusa del desperfecto y por consiguiente eliminarlo.

Aún mayor significado tienen las medidas en el diseño y la producción de equipos de radio y en particular para las investigaciones científicas. Muchos dispositivos complejos se calculan sólo aproximadamente, mientras que los valores exactos de los parámetros se determinan en forma experimental, a base de las mediciones.

La técnica de medidas radioeléctricas se desarrollaba paralelamente con la radiotécnica y como una de sus partes integrantes. El eminente científico ruso, inventor de la radio A. C. Popov, creó los fundamentos de las medidas radioeléctricas. Ya en sus primeros experimentos de radiocomunicación elaboró la metodología y los

aparatos para medir la longitud de onda de las oscilaciones electromagnéticas y algunos parámetros de las antenas de los barcos. En el año 1913 el académico M. V. Schuleikin organizó el primer laboratorio en Rusia donde se diseñaron y construyeron instrumentos de medidas.

Los conocidos científicos rusos V. P. Vologdin, V. V. Tatárinov y D. A. Rozhansky, bajo la dirección del miembro correspondiente de la Academia de Ciencias de la URSS M. A. Bonch-Bruévich hacían una contribución esencial en la elaboración de los métodos y de la técnica de medidas. Son también grandes los éxitos alcanzados en esta rama por N. N. Tziclinsky, A. A. Petróvsky, G. A. Kiandsky, E. G. Momot, V. V. Chirókov, K. B. Karandéev, G. D. Burdún y por muchos otros científicos e ingenieros soviéticos.

En la actualidad la industria produce un gran número de instrumentos de medidas radioeléctricos de calidad superior para satisfacer la demanda creciente del servicio de comunicaciones y de otras ramas de la ciencia y técnica. La creación del sistema automatizado único de comunicación y el tempestuoso fomento de la radio y teledifusión han planteado nuevas exigencias a la técnica de medidas radioeléctricas. Los requisitos principales son: la automatización y la aceleración del proceso de medida, elevando simultáneamente la exactitud de éstas; la introducción de los instrumentos con indicación numérica y la elevación de la fiabilidad de los aparatos de medidas radioeléctricas, en particular empleando elementos semiconductores, microcircuitos y circuitos integrales; realización de las medidas sin interrumpir la comunicación o la transmisión de los programas de radio y televisión. Para resolver dichos problemas en los centros de investigación técnica y científica se elaboran los nuevos métodos y procedimientos de las medidas radioeléctricas y perfeccionan los conocidos, se crean nuevos instrumentos.

Durante las últimas décadas la radiotécnica se ha introducido en muchas ramas de la ciencia y de la técnica, abriendo nuevas perspectivas en cada una de ellas. Por ejemplo, la colaboración entre la radiotécnica y la astronomía engendró la nueva ciencia, es decir, la radioastronomía, cuyo equipo radiotécnico permite penetrar a tales profundidades del universo, frente a las cuales los telescopios ópticos más modernos resultan impotentes. El empleo de la radiotécnica en la medicina permite estudiar en una forma profunda y, lo principal, exacta los procesos más complejos que se desarrollan en los organismos vivos. La introducción de la radiotécnica para las necesidades de la navegación crea una nueva rama, es decir, la radionavegación, que garantiza la seguridad de la navegación de los barcos, del vuelo de los aviones con cualquier tiempo y a cualquier distancia. La radionavegación cósmica surgió hace poco y ahora se desarrolla con rapidez.

Todas las ramas de la técnica y de la ciencia citadas, así como también la radiolocalización, emplean en su práctica diaria los métodos y procedimientos de las medidas radioeléctricas. El radio-

astrónomo mide la energía electromagnética emitida por las radioestrellas que ha llegado a nuestro planeta. El médico observa la forma y mide la magnitud de la biocorriente en el organismo vivo. El piloto mide los ángulos de incidencia de las ondas hertzianas (radioeléctricas), la distancia hasta la estación de radio y el tiempo exacto. El operador de radar determina la distancia, la dirección del movimiento y la velocidad del objetivo.

Puede afirmarse que el nivel alcanzado por cualquier rama de la ciencia y técnica depende en gran medida del nivel de las medidas radioeléctricas empleadas en su práctica diaria.

En la URSS, de acuerdo con las resoluciones aprobadas por el XXV Congreso del PCUS sobre el desarrollo de la economía nacional se presta gran atención a la automatización y control de los procesos tecnológicos, orientados a elevar el rendimiento del trabajo y la efectividad de la producción, particularmente a la elaboración e introducción en la producción de los sistemas automáticos de control a base de los métodos matemáticos y la técnica de calcular. En todos estos sistemas se emplean ampliamente los métodos de medidas radioeléctricas y aparatos lo que determina su papel y fomento en todas las ramas de la economía nacional.

1.2. CONTENIDO Y TAREAS DEL CURSO

Las medidas radioelécticas que se emplean en la técnica moderna de radiocomunicación, televisión y radiodifusión son numerosas y variadas. A estas se refieren:

— la medida de los parámetros de las piezas o elementos de los cuales se compone el objeto medido;

— la medida de los regímenes de separadas piezas, nodos y de todo el sistema a medir;

— la graduación y verificación de la graduación de las escalas de los diferentes instrumentos;

— el trazado de las curvas características que determinan las propiedades de los aparatos y dispositivos;

— la determinación de las distorsiones en las señales al pasar por diferentes dispositivos;

— la medida de los parámetros de las señales moduladas;

— la medida de la intensidad de los campos electromagnéticos útiles y de interferencias;

— la detección del defecto en los dispositivos radioeléctricos y la determinación de su carácter.

En función de lo ya indicado, el curso de medidas radioeléctricas tiene las siguientes partes: medida de la corriente y de la tensión, generadores de señales de medición de diferentes gamas de frecuencias, oscilógrafos catódicos, medida de la frecuencia, medida del desfasaje, medida de los parámetros de los circuitos radioeléctricos con constantes localizadas y repartidas, medida de la potencia, medida de los parámetros de las oscilaciones moduladas, medida

de las distorsiones lineales y no lineales, medida de la intensidad del campo electromagnético, incluso las perturbaciones radiofónicas. Se estudian los errores de medidas, los procedimientos de su control y reducción y la valoración de los resultados de las medidas.

Durante el estudio del curso de medidas radioeléctricas conviene asimilar los métodos de medida más importantes de las magnitudes radioeléctricas fundamentales; comprender los principios de funcionamiento de los instrumentos de medidas radioeléctricas y los procesos físicos que tienen lugar en ellos; aprender a determinar correctamente en cada caso el instrumento, el método y el procedimiento de medida; realizar la medida y valorar la exactitud de los resultados obtenidos.

Para lograr una mejor comprensión y asimilación más profunda del curso, hay que conocer bien los fundamentos de la radiotécnica, de la electrotecnia, las mediciones eléctricas, los fundamentos de la técnica de impulsos, los instrumentos electrónicos y los amplificadores.

I.3. NOCIONES FUNDAMENTALES SOBRE LAS MEDIDAS RADIOELECTRICAS

El proceso de medida se reduce a la comparación del valor de la magnitud que se mide con alguno de sus valores tomados por unidad. El resultado de la medida es el número que muestra la relación del valor de la magnitud a medir con la unidad de medida. Se le denomina unidad de medida a la magnitud física con valor numérico «1» que se toma como base para comparar con los valores del mismo género. Para posibilitar la comparación de las medidas efectuadas en diferentes épocas y en distintos lugares, el sistema de unidades se acepta por la ley estatal. En la URSS se adopta el Sistema Internacional de unidades (SI), basado en las 7 unidades fundamentales: el metro (m), el kilogramo (kg), el segundo (s), el amper (A), el Kelvin (°K), la candela (cd), y la molécula-gramo (mol·g).

En la técnica de comunicación y radiodifusión se usa ampliamente la unidad logarítmica sin dimensión; fuera de sistema, el decibelio (dB), con la ayuda de la cual se determinan los valores relativos de la amplificación, la atenuación de la distorsión no lineal, la irregularidad de las curvas características, etc. Por definición un decibelio (dB) es igual a 10 logaritmos decimales de la relación entre dos magnitudes energéticas, de una misma naturaleza (potencia, energía), si $10 \lg (P_1/P_2) = 1$ ó $P_1/P_2 = 10^{1/10} = 1{,}259$. Para las magnitudes de fuerza (tensión, intensidad de corriente, intensidad de campo) 1 dB es igual a veinte logaritmos de su relación, si $20 \lg (U_1/U_2) = 1$ ó $U_1/U_2 = 10^{1/20} = 1{,}22$.

Hasta hace un tiempo frecuentemente se empleaba la segunda unidad sin dimensión, el neper (Np), por definición 1 neper = al logaritmo natural de la relación de 2 magnitudes de fuerza iguales, si $\ln (U_1/U_2) = 1$ ó $U_1/U_2 = e$, donde $e = 2{,}718$, base de los logaritmos naturales. Para las magnitudes energéticas 1 Np es igual a la

mitad del logaritmo natural de la relación entre dos magnitudes del mismo nombre, si $0{,}5 \ln (P_1/P_2) = 1$ ó $P_1/P_2 = e^2$, donde $e^2 = 7{,}389$. Entre el neper y el decibelio existen las correlaciones con ayuda de las cuales es facil pasar de una unidad adimensional a la otra: 1 Np = 8,686 dB; 1 dB = 0,115 Np.

Al efectuar las mediciones se toman en consideración las siguientes ideas:

— objeto a medir o ensayar (instrumento, conjunto, nodo, circuito, elementos) es un dispositivo, en el cual se mide alguna magnitud;

— medios de medida, es decir, los dispositivos técnicos destinados para medir y que tienen un margen de error determinado;

— método de medida, o sea, el conjunto de procedimientos de empleo de los medios de medida y las leyes físicas que sirven de base a la medición;

— procedimiento de medida, es decir, uno de los métodos o formas de llevar a la práctica dicho método;

— valor real de la magnitud medida es el valor obtenido como resultado de la medida y que se aproxima máximamente al valor verdadero;

— medida es el cuerpo o el dispositivo destinado para conservar y reproducir las unidades de medidas;

— el patrón (unidad de referencia) es la medida obtenida con la mayor exactitud para el nivel actual del desarrollo de la ciencia y la técnica, es decir que asegura el mínimo error;

— medida (aparato) de trabajo es la que se emplea en el trabajo práctico en los laboratorios, en los talleres y en el servicio de comunicación;

— medida, patrón, es la que se emplea para controlar y graduar las medidas de trabajo y los aparatos;

— convertidor de medición es el dispositivo por medio del cual se realiza la conversión de la magnitud medida en otra más cómoda para la posterior transformación en lectura;

— instrumento de medición es el dispositivo con ayuda del cual se realiza la conversión de la magnitud que se mide en lectura.

Las medidas se dividen en directas e indirectas. Al realizar las medidas directas el valor de las magnitudes que se miden se obtiene directamente; mientras que por medio de las medidas indirectas primero se mide una o varias magnitudes relacionadas mediante la dependencia conocida con la incognita cuyo valor se determina por el cálculo.

I.4. TIPOS DE MEDIDAS RADIOELECTRICAS Y SUS PARTICULARIDADES

Las medidas radioeléctricas se dividen de acuerdo con su designación en medidas de explotación, de producción, de laboratorio y de control.

Las medidas de explotación son las más difundidas ya que todos los aparatos de radio en servicio deben controlarse periódicamente y además en el transcurso de las reparaciones y los trabajos profilácticos, las características técnicas y los parámetros deben llevarse a magnitudes que respondan a las reglas establecidas para la explotación. Las medidas de explotación se realizan siempre con instrumentos de medida tipo (modelo, estándar) de construcción industrial. Estos instrumentos pueden ser tanto portátiles como estacionarios.

Las medidas de producción se realizan en los talleres de las fábricas de instrumentos radioelectrónicos y de dispositivos radiotécnicos. A ellas pertenecen las medidas de los parámetros eléctricos de las piezas de las cuales se arman los nodos (conjuntos) y bloques de los aparatos; las medidas de los regímenes de trabajo de los nodos y bloques; el trazado de las curvas características de estos nodos y de todo el dispositivo en general. A las medidas de producción pertenecen también las de montaje, ajuste y sintonización de los nuevos objetos de radiocomunicación (enlace por radio), radiodifusión y televisión, es decir, las que se realizan en los centros radiofónicos, en las centrales de televisión, en las estaciones de radio, en los puntos y líneas de radiorrelé (hertziano), etc. Un papel muy importante juegan también las medidas radioeléctricas y las pruebas de recepción y entrega de los artículos, dispositivos y objetos.

Las medidas radioeléctricas de producción se realizan también, fundamentalmente, con los instrumentos tipos (modelos) de medidas, a veces se elaboran mecanismos (dispositivos, aparatos) de medidas especializados con los cuales se crean unidades de medidas que aceleran y facilitan las medidas. Estas unidades generalmente se emplean en la producción en cadena; en este caso ellas se automatizan.

Las medidas de laboratorio se realizan durante las investigaciones científicas y la elaboración de los nuevos sistemas, dispositivos e instrumentos. Durante estas medidas los instrumentos tipo no dan frecuentemente los resultados requeridos sea por la exactitud de las medidas o por la banda de frecuencias y de los valores a medir. Por eso se debe elaborar nuevos métodos y fabricar dispositivos e instrumentos únicos de medidas. Frecuentemente los métodos e instrumentos elaborados abren nuevas posibilidades en las investigaciones científicas.

Las medidas de verificación de los instrumentos de medidas se realizan en los laboratorios especiales con ayuda de medidas e instrumentos patrones. Las instalaciones de control generalmente se realizan como tableros y bancos donde se distribuyen en un orden cómodo para el trabajo los instrumentos a controlar y los patrones junto a los demás elementos auxiliares, es decir, los bornes, interruptores, conmutadores, uniones de montaje, etc.

Las medidas radioeléctricas tienen particularidades específicas, de las cuales las más importantes son: diversidad de las magnitudes que se miden; amplios límites de medidas; amplia gama de frecuen-

cias en la cual se realizan las medidas; diversidad de formas de las medidas de las corrientes y de las tensiones; posibilidad de aparición de resonancias. En relación con esto se hace necesario emplear diferentes métodos de mediciones y utilizar una gran cantidad de medidas y de instrumentos de medidas. Mayor difusión obtuvieron los métodos de comparación, oscilográfico, de puente, calorimétrico y de resonancia. En la elección de uno u otro método o instrumento es indispensable tener en cuenta la frecuencia, en la cual se ha de realizar la medida, los límites de ésta y el carácter del circuito a medir. En caso de que estos datos sean desconocidos, entonces deben determinarse (por lo menos en forma aproximada) y sólo después se ha de pasar a realizar la medida.

A todos los instrumentos de medidas radioeléctricas, independientemente de su finalidad, se les presentan los requisitos técnicos generales siguientes:

— alta sensibilidad;
— error mínimo [para los instrumentos que pertenecen a una determinada clase de precisión, el error correspondiente indica la clase del instrumento];
— influencia mínima del instrumento sobre el circuito que se mide;
— preparación rápida para el trabajo;
— alta seguridad;
— construcción cómoda;
— rendimiento económico.

Para cumplir estos requisitos, los constructores y diseñadores de instrumentos radioeléctricos tienen que solucionar muchos problemas complejos y contradictorios.

La sensibilidad del instrumento de medida se determina como la relación de la variación de su indicación por la unidad de la magnitud que se mide. Para aumentar la sensibilidad de los instrumentos de medidas radioeléctricas se agrega un amplificador a su estructura.

El error mínimo o la clase correspondiente del instrumento se garantiza con el trabajo en las llamadas condiciones normales. Las condiciones normales se determinan con un intervalo prefijado de temperaturas, presiones y la humedad del aire del medio ambiente, con las gamas de frecuencias, la deflexión admisible de la tensión de alimentación con respecto a la nominal y con la posición del instrumento en el espacio.

La influencia del instrumento de medida sobre el objeto a medir se explica porque en la mayoría de los casos prácticos el circuito de entrada del instrumento, en el transcurso del tiempo de medida, se une a determinados puntos del circuito a medir o a los bornes de salida del dispositivo a medir.

El esquema equivalente del circuito de entrada de los instrumentos de medidas radioeléctricas, consta de una resistencia óhmica de entrada R_{ent}, inductancia de entrada L_{ent} y capacidad de entrada C_{ent} (fig. I.1). De aquí se deduce que en el proceso de la medida

se consume cierta cantidad de potencia en el circuito de entrada del instrumento de medida para el calentamiento de la resistencia de entrada del instrumento R_{ent}, es decir, el régimen del circuito a medir se perturba y además, se introducen en éste los parámetros L_{ent} y C_{ent}. Si el circuito a medir representa un circuito oscilante sintonizado en cualquier frecuencia, entonces al conectar el instrumento de medida, resulta que la corriente y la tensión en él varían y la realización de la medida pierde todo sentido.

Aún más, de la fig. I.1 se deduce que el esquema equivalente del circuito de entrada representa en sí un circuito que puede resultar oscilante y por consiguiente existirá una frecuencia, con la cual estará sintonizado en resonancia. Esta frecuencia se denomina frecuencia de resonancia propia (natural) del circuito de entrada $f_{0\,ent}$. No tiene tampoco sentido realizar las medidas en frecuencias aproximadas a la frecuencia de resonancia propia del circuito de entrada, ya que en este caso el instrumento dará una indicación incorrecta.

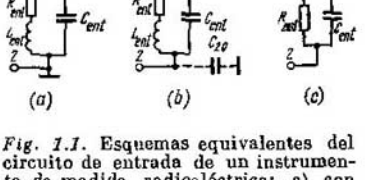


Fig. 1.1. Esquemas equivalentes del circuito de entrada de un instrumento de medida radioeléctrica: a) con entrada asimétrica; b) con entrada simétrica; c) en bajas frecuencias.

De este modo, para que el instrumento ejerza la menor influencia sobre el circuito a medir, es indispensable asegurar la mayor resistencia de entrada posible, al conectarlo en paralelo y al contrario, la menor, al conectarlo en serie. La capacidad y la inductancia de entrada, en todos los casos deben ser lo menor posible. Las medidas se pueden realizar con frecuencias mucho más bajas (en 4 ó 5 veces) que la frecuencia propia del circuito de entrada del instrumento de medida. La resistencia de entrada de los instrumentos conectados en paralelo es prácticamente del orden de 0,5 a 25 MΩ, la capacidad de entrada es desde unas cuantas unidades hasta decenas de picofaradios y la inductancia en la mayoría de los casos es considerablemente pequeña.

El borne *2* del circuito de entrada del dispositivo de medida (fig. I.1*a*) está puesto a tierra. Tal entrada se denomina asimétrica y se puede conectar solamente con las salidas asimétricas análogas de los objetos a medir. Si el circuito a medir es simétrico, entonces el circuito de entrada del instrumento de medida también debe ser simétrico, para evitar las distorciones de su régimen. Además es necesario tener en cuenta, que entre los bornes, los cables de unión y tierra (cuerpo, chasis del instrumento) existen algunas capacidades parásitas C_{10} y C_{20} (fig. I.1*b*). Estas capacidades parásitas deben ser iguales para garantizar la simetría del circuito de entrada.

En la mayoría de los casos, si el instrumento trabaja en frecuencias inferiores a 100 MHz, se puede despreciar la inductancia L_{ent} y entonces el esquema equivalente del circuito de entrada se simplifica

(fig. I.1c). En frecuencias hasta de 1 MHz la resistencia R_{ent} es la determinante, en frecuencias aún mayores, resulta determinante la capacidad C_{ent}.

Durante las medidas en los canales de televisión y en frecuencias superelevadas es necesario adaptar las líneas de transmisión al generador y a los elementos del circuito y a la carga. El elemento del circuito está adaptado si su conexión a la línea no provoca reflexión de onda. El factor de reflexión Γ y la relación de onda estacionaria (ROE) k_{est} son medidas de desadaptación, sobre las cuales se hará una exposición detallada más adelante (capítulo 7).

En la práctica de la televisión y de las líneas de radiorrelé (hertziano), para determinar la desadaptación en la línea y entre los elementos del circuito y los dispositivos, se emplea el concepto de «atenuación de desadaptación» (pérdida por reflexión) $\alpha_{des} = |1/\Gamma|$, en Np. Entre la atenuación de desadaptación, el coeficiente de reflexión, la relación de onda estacionaria y el valor relativo de la potencia reflejada existen relaciones determinadas, de las cuales se dan algunos ejemplos en la tabla I.1.

Tabla I.1

α_{des}, en Np	Γ	ROE	Potencia reflejada en %
4,6	0,01	1,02	0,01
3,9	0,02	1,05	0,058
3,0	0,05	1,1	0,225
2,4	0,09	1,2	0,83
1,8	0,16	1,4	2,6
1,45	0,23	1,6	5,3
1,25	0,285	1,8	8,2
0,84	0,43	2,5	18,0
0,4	0,67	5,0	45,0
0,2	0,82	10,0	66,6

Muchos instrumentos de medidas son generadores o los tienen en su composición. Estos generadores creen oscilaciones eléctricas de diferentes frecuencias y formas. Para evitar su influencia sobre los objetos a medir, sobre otros dispositivos y también para prevenir la influencia de campos electromagnéticos externos sobre los instrumentos de medidas, estos últimos se blindan. El blindaje se realiza tan minuciosamente como mayor sea la frecuencia de trabajo del instrumento.

La preparación del instrumento para el trabajo se determina por el tiempo necesario para su calentamiento, es decir por el establecimiento del régimen térmico dado. Este tiempo en los instrumentos

de rayos catódicos oscila entre algunos minutos y varias horas y en los instrumentos semiconductores es de algunos segundos.

La alta seguridad de los instrumentos de medidas radioeléctricas, es decir, la capacidad de cumplir correctamente su función durante un tiempo determinado se asegura con el empleo de piezas de alta calidad en su construcción y con la elección de tales regímenes de trabajo de los instrumentos electrónicos para los cuales se alcanza la mayor duración de su funcionamiento.

La comodidad de la construcción de los instrumentos la define la distribución racional de las palancas accionadoras y de los indicadores, la forma cómoda de las cajas (cuerpo). la claridad de las inscripciones, el peso mínimo, etc.

En rendimiento económico se caracteriza fundamentalmente por el costo y por los gastos de explotación del instrumento. El costo lo establecen las exigencias técnicas al instrumento, la complejidad del circuito, los materiales empleados en su construcción, los artículos de equipo, el carácter del proceso tecnológico y la capacidad de trabajo del instrumento. El precio de los instrumentos de medidas radioeléctricas varía entre las decenas y las decenas de miles de rublos.

1.5. ERRORES EN LAS MEDIDAS

Cualquier medida de una magnitud física se realiza con un cierto error y por eso el valor verídico se determina debido a la medición sólo en forma aproximada. El grado de aproximación del valor medido al verídico se denomina exactitud de la medida. Conviene tomar el valor medio aritmético obtenido como resultado de varias medidas con un mismo instrumento en condiciones similares como la mejor aproximación al valor verídico de la magnitud medida. Por ejemplo para 10 medidas de la tensión en el voltímetro se obtuvieron las siguientes lecturas: $a_1 = 10{,}5$ V; $a_2 = 10{,}3$ V; $a_3 = 9{,}7$ V; $a_4 = 9{,}9$ V; $a_5 = 10{,}15$ V; $a_6 = 10{,}2$ V; $a_7 = 9{,}8$ V; $a_8 = 10{,}4$ V; $a_9 = 10{,}0$ V; $a_{10} = 10{,}05$ V. Para obtener la media aritmética es necesario sumar todas las lecturas y dividir la suma obtenida por el número de medidas. Al realizar esta operación, obtenemos $A = 10{,}1$ V.

El resultado de la medida que es la media aritmética de n medidas y que más se aproxima al valor verídico, se denomina valor *real* de la magnitud medida. En general, el valor real se determina por la siguiente fórmula:

$$A = (a_1 + a_2 + \ldots + a_i + \ldots + a_n)/n = \sum_{i=1}^{n} a_i/n. \qquad (I.1)$$

La desviación de la indicación del valor real se denomina error. Para hacer más cómoda la valoración cuantitativa, los errores se dividen en absolutos, relativos y reducidos.

Se acostumbra a denominar *error absoluto* Δ a la diferencia entre el valor a medir y el real de la magnitud que se mide $\Delta = A_{med} - A$. Para los aparatos de precisión se introducen correcciones C, iguales por el valor e inversas por el signo al error absoluto: $C = -\Delta$. Los valores de dichas correcciones se adjuntan a los instrumentos en las tablas y en los gráficos. Para obtener el valor real de la magnitud medida es necesario sumar (algebraicamente) la lectura del instrumento y la corrección: $A = A_{med} + C$.

El error relativo es igual a la relación entre el error absoluto y el valor medio: $\delta = (\Delta/A_{med})\ 100\%$. El error relativo para un error absoluto dado aumenta al disminuir la lectura del instrumento. Por eso la medida debe realizarse de manera que la aguja del instrumento durante el cómputo se encuentre lo más próximo posible al final de la escala. En relación con esto, muchos instrumentos poseen varias escalas (aparatos de gamas múltiples) con diferentes límites de medida.

El error reducido δ_{red} es la relación entre el error absoluto y la indicación máxima posible de la escala del instrumento $A_{máx}$: $\delta_{red} = (\Delta/A_{máx}) \times 100\%$. El error reducido no depende del valor de la magnitud que se mide y por eso es la base de la clasificación por la exactitud de los instrumentos eléctricos de medidas. La mayoría de los instrumentos de medidas radioeléctricas no se dividen en clases de precisión y se caracterizan por el error relativo.

El error máximo, propio del aparato dado, se denomina *error admisible*. Este se da en el certificado técnico del instrumento.

El error relativo se representa frecuentemente como suma de dos componentes. El primer componente define el error de medida en los altos valores de las magnitudes a medir; el segundo, en los bajos. Por ejemplo, el voltímetro de indicación numérica combinado BK2-17 (VC2-17), durante la medida de la tensión, garantiza el error no superior a $\pm (0{,}15 + 0{,}05U_{máx}/U_{med})$, en %; durante la medida de la resistencia, de $\pm (0{,}2 + 0{,}05R_{máx}/R_{med})$, en %. El medidor del coeficiente de modulación de amplitud M C2-10 puede presentar un error de hasta $(1{,}5 \cdot 10^{-2}M + 1{,}5)$ en %.

Los errores de medida se dividen de acuerdo a la causa que los engendra en sistemáticos, accidentales y descuidos.

Los errores sistemáticos se dividen en metódicos, instrumentales y subjetivos. En el proceso de medida éstos se mantienen constantes o varían según una ley conocida. En ambos casos dichos errores se pueden descubrir y considerar (eliminar) durante la transcripción de los resultados de la medida.

Los errores accidentales son provocados por motivos casuales y son indeterminados en valor y en signo, se pueden descubrir fácilmente por medio de medidas múltiples de una misma magnitud sin cambiar de instrumento. Para disminuir la influencia de los errores accidentales en el resultado de la medida, se tienen que realizar varias medidas, y como resultado considerar el valor real (efectivo) determinado por la fórmula I.1.

Para valorar el error accidental se introduce el concepto de error medio cuadrático σ, que se calcula por medio de la siguiente fórmula:

$$\sigma = \sqrt{(a_1 - A)^2 + (a_2 - A)^2 + \ldots + (a_i - A)^2 + \ldots + (a_n - A)^2}/(n-1),$$

donde a_i es la indicación durante la medida singular; A es la media aritmética (el valor real de la magnitud a medir); n es el número de medidas singulares. Para los datos del ejemplo citado de medidas décuplas de la tensión, el error medio cuadrático $\sigma = 0{,}26$ V.

Descuido se le denomina al error burdo (mayor de 3σ) que surge a causa del desarreglo o el error en el circuito medidor, de los errores del operador durante el registro, de las fuertes perturbaciones exteriores, etc. Los descuidos no es necesario tenerlos en cuenta.

Los errores se dividen en los fundamentales y los adicionales según las condiciones de funcionamiento.

El error fundamental depende de los datos de construcción del instrumento, de la minuciosidad de su construcción, de la exactitud de graduación de la escala, etc. El se garantiza por la fábrica de confección en condiciones de funcionamiento normales del instrumento, es decir, en cierto intervalo determinado de temperaturas, de presiones y humedad del medio ambiente, de la dada gama de frecuencias, con la frecuencia y la tensión de la red de alimentación establecida y en una posición prefijada. El error fundamental sirve de base para determinar la clase de exactitud del instrumento. Recordemos que se denomina clase del instrumento el número cuyo valor es igual al valor máximo admisible del error fundamental reducido, expresado en tanto por ciento.

El error adicional es el que surge al funcionar el aparato en condiciones que se distinguen de las normales. El valor de estos errores se indica también en los documentos que se adjuntan al instrumento.

Considerando las particularidades de las medidas radioeléctricas se debe señalar, que el error de los instrumentos de medidas radioeléctricas puede oscilar dentro de límites bastante considerables, según el tipo de la magnitud a medir y el método que se pone como base de su funcionamiento. Por ejemplo, el error relativo de los frecuencímetros de resonancia varía desde 0,05 hasta 0,5%; el de los frecuencímetros de cálculo electrónico desde $1 \cdot 10^{-7}$ hasta $1 \cdot 10^{-8}$. Al mismo tiempo el error de medida de tensión en los aparatos de aguja se encuentra en los límites desde 1,5 hasta 4% y en los aparatos de medida numérica, desde 0,1 hasta 0,05%; el error de medida del flujo de potencia, con el aparato П3-9 alcanza el 36%.

1.6. CLASIFICACION DE LOS APARATOS DE MEDIDAS RADIOELECTRICAS

De ecuerdo con la norma estatal de la Unión Soviética (GOST) 15094—69 todos los aparatos de medidas radioeléctricas y las medidas de magnitudes eléctricas para éstos en dependencia del carácter de

la medida y el tipo de magnitud que se mide se dividen en 20 subgrupos que se designan por letras mayúsculas del alfabeto ruso. Cada subgrupo incluye varios tipos de instrumentos que se designan por números de orden.

La clasificación estipula los siguientes subgrupos de aparatos (en orden alfabético):

А — Aparatos para medir la intensidad de corriente.
Б (B) — Fuentes de alimentación para las medidas y para los aparatos de medidas radioeléctricas.
В (V) — Aparatos para medir la tensión.
Г (G) — Generadores de medición.
Д (D) — Atenuadores y aparatos para medir el debilitamiento.
Е (Ye) — Aparatos para la medida de los parámetros de los componentes de los circuitos con constantes localizadas.
И (I) — Aparatos para medir los impulsos.
К — Instalaciónes de medida compleja.
Л (L) — Instrumentos de uso común para medir los parámetros de los tubos electrónicos y de los aparatos semiconductores
М — Aparatos para medir la potencia.
П (P) — Aparatos para medir las intensidades de campo y las perturbaciones radiofónicas.
Р (R) — Instrumentos para medir los parámetros de los elementos y de los canales (circuitos) con constantes repartidas.
С (S) — Instrumentos para la observación, la medida y la investigación de señales y espectros.
У (U) — Amplificadores de medida.
Ф (F) — Aparatos para medir el desfasaje y el tiempo del retardo de grupo.
Х (J) — Aparatos para observar e investigar las características de las construcciones de radio.
Ч (Ch) — Aparatos para medir el tiempo y la frecuencia.
Ш (Sh) — Aparatos para medir las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales.
Э (E) — Dispositivos de medidas de los canales (circuitos) coaxiales y de guía de ondas.
Я (Ya) — Bloques de instrumentos de medidas radioeléctricas.

Los instrumentos combinados, destinados para medir varias magnitudes se designan con la adición de la letra К a la letra correspondiente a su designación básica. Los instrumentos modernizados conservan su designación básica, pero después del número de modelo se agrega la letra mayúscula del alfabeto: А — primera modernización, В—segunda modernización, etc.

1
Medida de la corriente y de la tensión

1.1. RELACIONES FUNDAMENTALES

Antes de estudiar los métodos y los aparatos para la medida de la corriente y de la tensión, recordemos algunas definiciones y relaciones fundamentales para las formas más difundidas de la tensión periódica alterna (de la corriente). El período, la frecuencia, el valor instantáneo máximo y mínimo de la señal, la amplitud, la componente continua, el valor medio rectificado y el medio cuadrático pertenecen a estas formas.

Se denomina *período* al parámetro T que es igual al intervalo mínimo de tiempo en el transcurso del cual se repiten los valores instantáneos de la señal periódica.

Se denomina *frecuencia* al parámetro f que representa una magnitud inversa a la del período: $f = 1/T$.

El valor instantáneo de la señal (de la tensión, de la corriente) es el valor de la señal en un momento de tiempo determinado, el valor instantáneo se puede observar en el osciló grafo y determinar por el oscilograma.

Se denomina valor *máximo* (*mínimo*) de la señal al mayor (menor) valor instantáneo de ésta en el transcurso de un intervalo de tiempo determinado. Para la tensión sinusoidal los valores máximo y mínimo de la señal son de signo contrario e iguales por valor absoluto; ellos se denominan valores de amplitudes o simplemente amplitudes U_m (fig. 1.1*a*). Para la tensión no sinusoidal (fig. 1.1*b*, *c*) se introducen los conceptos de «desviación de cresta hacia arriba» U_{arrib}, «desviación de cresta hacia abajo» U_{abaj} y «amplitud» de la señal U_{amp}.

igual a la diferencia entre las desviaciones de cresta hacia arriba y las de cresta hacia abajo: $U_{amp} = U_{arrib} - U_{abaj}$. Para la tensión de forma de impulso (fig. 1.1*d*) el valor máximo se denomina «altura» del impulso y se designa con el símbolo A.

El valor medio de la señal (de la tensión) durante el período se denomina componente *continua*:

$$U_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)\, dt.$$

El valor medio, numéricamente es igual a la suma algebraica de las superficies limitadas por la línea curva del gráfico de la tensión

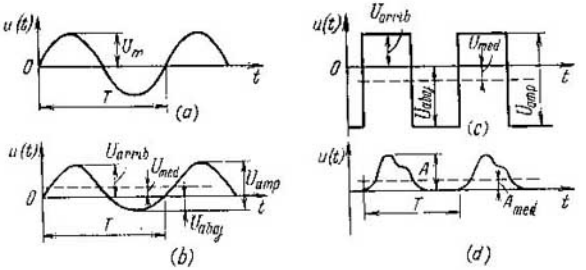


Fig. 1.1. Formas de tensiones alternas.

y por el eje de abscisas. El valor medio de la tensión de forma sinusoidal es igual a cero; en las fig. 1.1*b*, *c*, *d*, se muestran, con líneas de trazos, las componentes continuas de algunas tensiones no sinusoidales.

Se denomina valor *medio rectificado* al valor medio del módulo de la señal; éste se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$U_{m.r.} = \int_0^T \frac{1}{T} |u(t)|\, dt.$$

En la fig. 1.2 se muestran los valores medios rectificados de algunas tensiones de diferentes formas. De la figura se ve que el valor medio rectificado numéricamente es igual a la altura del rectángulo, cuya base es igual al período y la superficie igual a la de la figura formada por la curva de la tensión y el eje de abscisas.

El valor *medio cuadrático* (efectivo) de la tensión se denomina a la raíz cuadrada del valor medio de la tensión elevada al cuadrado:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t)\, dt}.$$

El valor medio cuadrático de la tensión periódica de forma no sinusoidal es igual a la raíz cuadrada de la suma de todas las componentes de las medias cuadráticas elevadas al cuadrado: $U = \sqrt{U_{med}^2 + U_1^2 + U_2^2 + \ldots}$

Como sabemos, la relación entre el valor de amplitud, el valor medio cuadrático y el medio rectificado para la tensión sinusoidal, se expresa de la siguiente manera: $U_m = \sqrt{2}U = 1{,}41U$; $U = U_m/\sqrt{2} = 0{,}707U_m$; $U_{m.r.} = 0{,}9\ U = 0{,}636U_m$; $U = 1{,}11U_{m.r.}$. Para otras formas de tensión estas relaciones se pueden determinar a través de las reglas conocidas. Como ejemplo se citan las relaciones:

$$A_m = \sqrt{3}\,A = 1{,}73U;$$

$$A = A_m/\sqrt{3} \approx 0{,}578A_m;$$

$$A_{m.r} = 0{,}5A_m = 0{,}865A;$$

$$A \approx 1{,}16A_{m.r};$$

— para la tensión triangular simétrica (fig. 1.2*b*)

— para la tensión de forma rectangular simétrica (fig. 1.2*c*)

$$A_m = A = A_{m.r}.$$

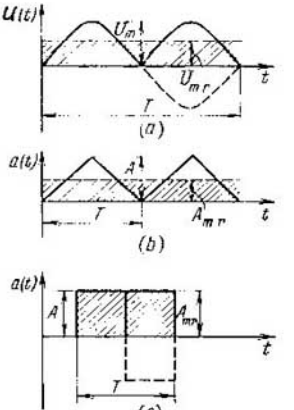


Fig. 1.2. Determinación del valor medio rectificado.

La relación del valor de la amplitud respecto al valor medio cuadrático se denomina coeficiente de amplitud $K_{amp} = U_m/U$. La relación del valor medio cuadrático respecto al valor medio rectificado se denomina coeficiente de forma $K_{for} = U/U_{m.r.}$. Para las diferentes formas de tensión se puede determinar K_{amp} y K_{for}. En el caso de la tensión sinusoidal $K_{amp} = 1{,}41$; $K_{for} = 1{,}11$; para la tensión de forma triangular $K_{amp} = 1{,}73$; $K_{for} = 1{,}15$ y para la tensión de forma rectangular $K_{amp} = K_{for} = 1$.

Todos los amperímetros y los voltímetros, a excepción de los destinados a medir impulsos, se gradúan según los valores medios cuadráticos (efectivos) de la corriente y de la tensión de forma sinusoidal.

1.2. MEDIDA DE LA CORRIENTE

Nociones generales

Para medir la intensidad de corriente que pasa por cualquier circuito, este circuito se interrumpe y entre los puntos de ruptura se conecta el instrumento de medida, el amperímetro. Los amperí-

metros, según su clasificación, pertenecen al subgrupo A y el tipo del instrumento se designa por la cifra que corresponde a su función. Por ejemplo A2... significa amperímetro de corriente continua, A3..., amperímetro de corriente alterna, A7..., amperímetro universal.

Al medir corriente, se debe conectar el amperímetro en el lugar de menor potencial del circuito respecto a la tierra (fig. 1.3). Supongamos que la carga es totalmente óhmica y que su resistencia $R_{car} = 99\Omega$, la resistencia del amperímetro $R_A = 1\Omega$, y que la tensión

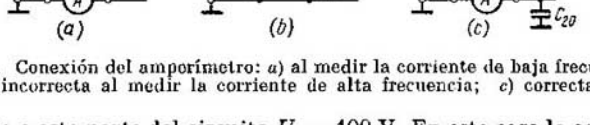


Fig. 1.3. Conexión del amperímetro: *a*) al medir la corriente de baja frecuencia; *b*) incorrecta al medir la corriente de alta frecuencia; *c*) correcta.

aplicada a esta parte del circuito $U = 100$ V. En este caso la corriente $I = U/(R_{car} + R_A) = 1$ A. El error introducido por la resistencia del amperímetro es del orden de 1%.

Durante la medida de la corriente de alta frecuencia es muy importante conectar correctamente el amperímetro, en caso contrario (fig. 1.3*b*) aparecerán fugas de corriente a tierra a través de las capacidades parásitas C_{10} y C_{20}. Suponiendo que la frecuencia es igual a 10 MHz y que $C_{10} = C_{20} = 20$ pF, entonces $X_C = 1/\omega C = 10^{12}/6{,}28 \cdot 10^7 \cdot 20 = 800\Omega$ y la fuga de la corriente a través de ambas capacidades, las cuales se pueden considerar conectadas en paralelo (dada la pequeña resistencia del amperímetro), es igual a $I_{10} + I_{20} = 2U/X_C = 200/800 = 0{,}25$ A. Esta corriente introduce en el circuito que se mide un componente de carga reactiva. Si la carga tiene carácter capacitivo, entonces las corrientes de fuga y la carga se suman aritméticamente y en la lectura del amperímetro se registra un error notorio. Dicho error crece con el aumento de la frecuencia, cuando además, empiezan a manifestarse los parámetros parásitos: la inductancia L_A y la capacidad C_A del amperímetro, los cuales en el ejemplo estudiado no se consideran.

En la fig. 1.3*c* se muestra la conexión correcta del amperímetro; aquí la capacidad C_{10} se cortocircuita con un cable a tierra; la corriente de fuga, a través de la capacidad C_{20}, es pequeña, a pesar de pasar cerca del amperímetro, pero su valor es insignificante ya que ella se origina por la acción de la diferencia de potencial entre los puntos *1* y *2*. En el ejemplo estudiado esta diferencia de potencial es de 1 V y la corriente $I_{20} = 1/800 = 1{,}25$ mA.

Los amperímetros destinados para medir la corrientes de frecuencias vocales y altas deben tener el mínimo de parámetros parásitos

L_A y C_A, resistencia mínima R_A, alta sensibilidad, amplios límites de medida. Cuanto menor sea la capacidad y la inductancia entre los bornes *1* y *2* del amperímetro (fig. 1.3*c*), tanto mayor será la frecuencia de resonancia propia del instrumento y tanto mayor será la frecuencia de trabajo en la cual es posible medir la corriente. En consecuencia, los aparatos electromagnéticos, de inducción y los electrodinámicos, en principio, no sirven para trabajar en altas frecuencias, ya que todos incluyen en su estructura bobinas de inducción.

Desde este punto de vista, resulta apropiado solamente el instrumento térmico en el cual la aguja de indicación se mueve a causa del alargamiento que experimenta un hilo fino o una cinta al ser calentada por la corriente que se mide. Sin embargo, los instrumentos térmicos poseen gran resistencia, poca sensibilidad, grandes dimensiones exteriores y otras desventajas por las que en la actualidad no se usan.

La medida directa de la corriente de alta frecuencia encuentra grandes dificultades, y por eso, la corriente que se mide al principio se transforma en energía de corriente continua y como indicador se emplea un aparato magnetoeléctrico. La transformación se realiza mediante convertidores de rectificación o termoeléctricos. De acuerdo con esto los aparatos de semejante tipo se denominan termoamperímetros y amperímetros de rectificación (detectores).

Termoconvertidores y termoamperímetros

El termoamperímetro consta de un termoconvertidor y de un indicador. El termoconvertidor representa en sí, uno o varios termopares y calentador. Los termopares generalmente se realizan de aleaciones de cromel-copel o de platino-platinorodio; los calentadores se hacen de platino, constatán, nicromo, tungsteno y fundición. En calidad de indicador se emplea un aparato de corriente continua, generalmente un microamperímetro o un miliamperímetro.

En las mediciones radioeléctricas se usan los termoconvertidores de contacto y sin contacto (fig. 1.4).

En el termoconvertidor de contacto, el termopar se suelda o se funde al centro del calentador. La corriente que se mide, circula por el calentador y en el termopar surge una fuerza termoelectromotriz E_T proporcional a la diferencia de temperaturas en el lugar de contacto y de los bornes externos del termopar. Esta diferencia de temperaturas es proporcional al cuadrado de la corriente que se mide, y por eso la fuerza termoelectromotriz

$$E_T = aI^2, \tag{1.1}$$

donde a es el coeficiente continuo que depende del material del termopar. A través del indicador circula una corriente I_{ind}, cuyo valor

depende de la fuerza termoelectromotríz E_T, de la resistencia del termopar R_{ter} y del indicador R_{ind}:

$$I_{ind} = E_T/(R_{ter} + R_{ind}) = a'I^2 \qquad (1.2)$$

donde a' es el coeficiente continuo que depende de las propiedades del circuito de medida. De la expresión (1.2) se deduce que:

— la escala del indicador se puede graduar en unidades de corriente,

— la escala del termoamperímetro tiene carácter cuadrático,

— las indicaciones son proporcionales al valor medio cuadrático (efectivo) de la corriente que se mide, y por eso los termoamperíme-

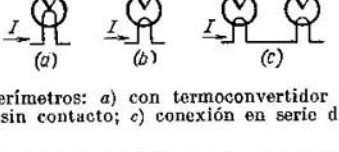


Fig. 1.4. Termoamperímetros: *a*) con termoconvertidor de contacto; *b*) con termoconvertidor sin contacto; *c*) conexión en serie de los termopares.

tros son útiles tanto para la medida de corriente continua como para la medida de corriente alterna,

— la graduación de la escala del termoamperímetro queda válida para cualquier forma de la corriente que se mide.

En el termoconvertidor sin contacto, el calentador y el termopar, están separados con un aislador en forma de perla de vidrio o de cerámica, a la cual se suelda el punto de junta del termopar y la parte adyacente del calentador. En esta construcción el calor desde el calentador al termopar se transmite peor que en el termoconvertidor de contacto. Por eso la sensibilidad del termoconvertidor sin contacto es un tanto inferior. Este inconveniente se puede compensar con la conexión en serie de varios termopares (fig. 1.4*c*), lo que no es posible hacer en el termoconvertidor de contacto.

La principal ventaja del termoconvertidor sin contacto es la ausencia del acoplamiento galvánico entre el circuito que se mide y el indicador. Además, el acoplamiento capacitivo entre ellos es muy débil, ya que la capacidad entre el calentador y el termopar es de 0,5 a 1 pF. Todo esto disminuye la influencia de las capacidades parásitas del instrumento e incluso la capacidad de su caja a tierra, en la exactitud de la medida.

Los termoconvertidores se caracterizan por la sensibilidad, por la corriente admisible máxima a medir, por la fuerza termoelectromotriz, por la resistencia del calentador, por la resistencia del termopar y por la frecuencia máxima de trabajo.

La sensibilidad del termoconvertidor se caracteriza por la fuerza termoelectromotríz que surge al variar la temperatura en el punto de junta del termopar en 1° C. La sensibilidad del termopar varía

en dependencia del material desde 6 hasta 70 μV/1° C. Para aumentar la sensibilidad el termopar se coloca en un balón de vidrio del cual se extrae el aire. Estos convertidores se denominan convertidores al vacío. Gracias al vacío se elimina la causa principal de fuga de calor, a través del aire, desaparece la oxidación y es posible trabajar a temperaturas más altas.

La corriente máxima admisible a medir depende del diámetro y del material del calentador y se limita por la temperatura máxima admisible en el lugar de junta. En las medidas radioeléctricas se emplean los termoconvertidores para pequeñas corrientes, desde unidades hasta centésimas de miliamperios.

La fuerza termoelectromotriz define las posibilidades del termoconvertidor y se determina bien por la temperatura máxima del calentador, bien por cierta corriente a través de él.

La resistencia del calentador determina la cantidad de energía que se consume del circuito a medir. Cuanto menor sea la corriente máxima admisible a medir, tanto mayor será la resistencia del calentador, pero no más de decenas de óhmios. En los instrumentos calculados para corriente superior a 0,5 A, la caída máxima de tensión en la resistencia del calentador no supera los 0,2 V, lo que permite calcular fácilmente su valor.

Para elegir correctamente el indicador, el instrumento magnetoeléctrico, es necesario conocer *la resistencia del termopar*: la resistencia interna del indicador y la del termopar, en lo posible, deben ser iguales entre sí.

La frecuencia máxima de trabajo se determina con el diámetro y la longitud del calentador. En la práctica de la radiotécnica los calentadores se realizan de un alambre delgado (del orden de 20 a 40 μm) con longitud de 6 a 10 mm. Con tales medidas del calentador, los elementos parásitos y los efectos de carga superficial son considerablemente pequeños y el error de frecuencia complementario no se manifiesta hasta que la frecuencia no alcance cientos de megahertzios.

Todos los parámetros enumerados aparecen en el certificado técnico del convertidor térmico.

El error de medida mediante los termoamperímetros depende del error del indicador, de la temperatura del medio ambiente y de la frecuencia en la cual se realiza la medida. Los miliamperímetros magnetoeléctricos que se emplean en calidad de indicadores poseen un error pequeño determinado con su clase de precisión (0,2; 0,5).

El error de temperatura surge a causa de la variación de la resistencia del calentador y de la fuerza termoelectromotriz al cambiar la temperatura del medio ambiente. Generalmente este error es del 1 al 2%. En presencia de cambios bruscos de temperatura, antes de realizar la medición es indispensable establecer la aguja del indicador en cero.

El error de frecuencia se obtiene debido a los efectos de carga superficial y de los parámetros parásitos. Este error es insignificante

hasta de 1000 MHz en los instrumentos con convertidores sin contactos para medir corrientes pequeñas (hasta 100 mA) y aumenta en los instrumentos para medir grandes corrientes. Cada termoamperímetro se calcula para el funcionamiento hasta una frecuencia determinada, la cual se indica en su certificado técnico. Por ejemplo, los termoamperímetros portátiles con convertidores sin contacto y con la escala hasta de 500 mA tienen una clase de exactitud 1,0 hasta la frecuencia de 100 MHz. Los termoamperímetros de paneles con límites de medida hasta 10 A tienen clase de exactitud 4,0 hasta la frecuencia de 30 MHz y una clase de exactitud 1,5 hasta la frecuencia de 2 MHz.

La inercia térmica que retarda la estabilización de las indicaciones y la inadmisibilidad incluso de pequeñas sobrecargas son los defectos más importantes de los termoamperímetros.

Según la clasificación de los instrumentos de medidas radioeléctricas, los termoamperímetros pertenecen al subgrupo A, tipo 3 y se designan A3... Los termoamperímetros electrométricos (de baja frecuencia) se designan con la letra mayúscula T, por ejemplo T15, T204, etc.

Ampliación de los límites de medida de los termoamperímetros

Para medir grandes corrientes con ayuda de los termoconvertidores, es indispensable aumentar el diámetro del alambre del calentador, lo que conduce a la aparición del efecto de carga superficial, al aumento de la potencia que se adsorbe y al surgimiento de acoplamientos inductivos entre el calentador y el termopar. Las causas enumeradas limitan el empleo de los termoamperímetros, ya que con el aumento de la frecuencia aparece un error adicional considerable.

Los límites de medida de los termoamperímetros se pueden ampliar con ayuda de shunts o de transformadores de corriente. Los shunts en forma de placas metálicas no se emplean para altas frecuencias, ya que poseen los defectos de los calentadores de gran diámetro y la graduación de los instrumentos depende de la frecuencia. Por eso se emplean solamente shunts reactivos, que permiten crear el circuito de medida en límites determinados que no depende de la frecuencia.

Examinemos el esquema principal de un termoamperímetro con shunt (fig. 1.5*a*). La corriente que se mide I se ramifica y circula a través de la derivación del shunt I_{sh} y de la del amperímetro I_A:

$$I = I_{sh} + I_A. \tag{1.3}$$

La resistencia de la derivación del shunt

$$Z_{sh} = \sqrt{R_{sh}^2 + X_{sh}^2}. \tag{1.4}$$

La resistencia de la derivación del amperímetro

$$Z_A = \sqrt{R_A^2 + X_A^2}. \qquad (1.5)$$

Aquí R_{sh}, R_A, X_{sh}, X_A, Z_{sh} y Z_A son las resistencias óhmicas, reactancias e impedancias del shunt y del amperímetro, respectivamente.

Para la ramificación en paralelo, es correcta la igualdad

$$I_{sh} \cdot Z_{sh} = I_A \cdot Z_A \qquad (1.6)$$

Al sustituir $I_{sh} = I - I_A$ de la fórmula (1.3) en la igualdad (1.6), después de simples transformaciones, obtenemos

$$I = I_A (1 + Z_A/Z_{sh}), \qquad (1.7)$$

es decir, que la corriente que se mide I es mayor que la indicada en la escala del amperímetro I_A, en $(1 + Z_A/Z_{sh})$ veces. Para que la

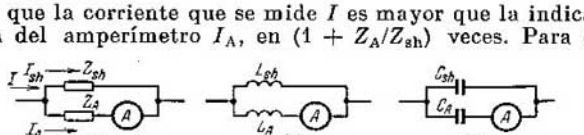


Fig. 1.5. Circuitos de shunts reactivos: *a*) principal; *b*) inductivo; *c*) capacitivo.

graduación del amperímetro no dependa de la frecuencia, la expresión entre paréntesis no debe depender de la frecuencia. De la relación

$$Z_A/Z_{sh} = \sqrt{R_A^2 + X_A^2}/\sqrt{R_{sh}^2 + X_{sh}^2} \qquad (1.8)$$

se deduce que su independencia de la frecuencia es posible, sólo si las reactancias son mucho mayores que las resistencias óhmicas y estas últimas se pueden menospreciar; así como si las reactancias tienen el mismo carácter, o sea, ambas son inductivas o capacitivas. Efectivamente, para $R^2 \ll X^2$, la relación (1.8) adquiere la forma

$$Z_A/Z_{sh} \approx X_A/X_{sh}. \qquad (1.9)$$

Sustituyendo la fórmula (1.9) en la expresión (1.7), obtenemos

$$I = I_A (1 + X_A/X_{sh}). \qquad (1.10)$$

Supongamos que en calidad de shunt se emplea la bobina inductiva L_{sh}, entonces, la bobina L_A se conecta en serie también con el instrumento (fig. 1.5*b*). Sustituyendo la expresión $X_A = \omega L_A$ y $X_{sh} = \omega L_{sh}$ en la fórmula (1.10), finalmente obtenemos:

$$I = I_A (1 + \omega L_A/\omega L_{sh}) = I_A (1 + L_A/L_{sh}). \qquad (1.11)$$

Este shunt se denomina *inductivo*.

Los shunts inductivos se emplean pocas veces, ya que ellos consumen mucha potencia. Además, los campos electromagnéticos exteriores pueden crear una f.e.m. de inducción en las bobinas L_{sh}

y L_A, que provoca una corriente la cual calienta más el termopar, como resultado de esto aparece un error complementario.

Si en vez del shunt se emplea un condensador fijo C_{sh}, entonces se conecta en serie con el amperímetro también el condensador C_A (fig. 1.5c). Sustituyendo en la fórmula (1.10) la expresión $X_A = 1/\omega C_A$ y $X_{sh} = 1/\omega C_{sh}$, obtenemos

$$I = I_A(1 + C_{sh}/C_A). \tag{1.12}$$

Este shunt se denomina *capacitivo*.

La graduación del termoamperímetro con shunt capacitivo no depende de la frecuencia mientras $1/\omega C_A \gg R_A$, donde R_A es la resistencia del calentador. En particular, el error no será mayor del 1% si $1/\omega C_A \geqslant 7\ R_A$, es decir, $\omega_{max} \leqslant 1/7\ R_A C_A$.

Para ampliar los límites de medida de las corrientes de altas frecuencias, obtuvieron mayor difusión los transformadores de

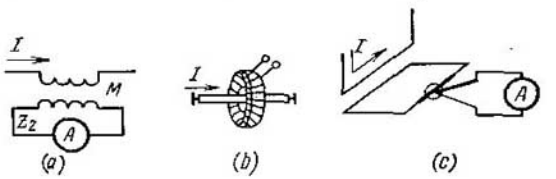


Fig. 1.6. Transformador de medida de la corriente: *a*) circuito principal; *b*) estructura del transformador de alta frecuencia; *c*) estructura del transformador de ultraalta frecuencia.

medida de corriente (fig. 1.6a). La corriente a medir I circula por el arrollamiento primario. El termoamperímetro se conecta en el arrollamiento secundario. Los arrollamientos están aislados entre sí y tienen solamente un acoplamiento inductivo. Como se sabe, en el arrollamiento secundario del transformador aparece una f.e.m. de inducción

$$E = I\omega M, \tag{1.13}$$

donde I es la corriente en el arrollamiento primario; M es la inductancia mutua entre los arrollamientos.

La corriente en el arrollamiento secundario, es decir, a través del amperímetro

$$I_A = E/Z_2 = I\omega M/\sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}, \tag{1.14}$$

de donde el coeficiente de ampliación (relación de transformación)

$$n = I_A/I = \omega M/\sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \tag{1.15}$$

El coeficiente de ampliación no depende de la frecuencia si se cumplen las siguientes condiciones:

— $R_2 \ll \omega_{baj} L_2$, donde R_2 es la suma de las resistencias del arro-

llamiento secundario del transformador y de las del calentador del termoconvertidor; $\omega_{baj} = 2\pi f_{baj}$, la frecuencia más baja, en la cual se mide la corriente;

— $f_{alt} < f_{02}$, donde f_{alt} es la frecuencia de explotación máxima y f_{02} es la frecuencia de resonancia propia del arrollamiento secundario del transformador;

—está ausente el acoplamiento capacitivo entre los arrollamientos.

De la primera condición se deduce que si se menosprecia la resistencia óhmica del circuito secundario R_2 con respecto a la inductancia ωL_2, la expresión (1.15) adquiere el siguiente aspecto

$$n \approx M/L_2. \tag{1.16}$$

Prácticamente es suficiente que la resistencia R_2 sea cinco veces menor que la resistencia ωL_2. De aquí se determina fácilmente el límite inferior de las frecuencias de explotación, en las cuales es posible medir la corriente:

$$f_{baj} \geqslant 5R_2/2\pi L_2 \approx 0{,}8R_2/L_2. \tag{1.17}$$

De la segunda condición se halla el límite superior de la frecuencia de explotación que depende de la frecuencia de resonancia propia f_{02} del arrollamiento secundario, la cual, a su vez, depende de la capacidad entre espiras (de los arrollamientos) C_{L_2} y de la inductancia L_2:

$$f_{02} = 1/2\pi \sqrt{L_2 C_{L_2}}. \tag{1.18}$$

Para que el error de frecuencia no supere el 4%, la frecuencia de explotación superior f_{sup} debe ser no menos de 5 veces más baja que f_{02}, o

$$f_{sup} \leqslant 1/31{,}4 \sqrt{L_2 C_{L_2}}. \tag{1.19}$$

La construcción de los transformadores de corriente depende de la gama de sus frecuencias de explotación, pero en la gran mayoría de los casos, el arrollamiento primario se realiza en forma de una barra, que se conecta en la ruptura del circuito que se mide, y el secundario, en forma de bobina, enrollada en el núcleo toroidal (fig. 1.6*b*) de un material apropiado para la gama de frecuencias dada. Para frecuencias hasta 20 kHz el núcleo se hace de acero para transformadores; para frecuencias hasta 200 kHz, de permalloy y para frecuencias más altas que 200 kHz, de materiales magnetodieléctricos. La construcción toroidal garantiza una mínima f.e.m. de inducción de los campos ajenos y un buen acoplamiento entre los arrollamientos. Para frecuencias aún más altas se prescinde del núcleo y el arrollamiento secundario se realiza en forma de una o varias espiras (fig. 1.6*c*), cuyas dimensiones son menores que el cuarto de onda de la corriente que se mide.

Para que se cumpla la tercera condición, es decir, que no exista el acoplamiento capacitivo entre los arrollamientos, estos últimos se separan entre sí con pantallas electrostáticas, las cuales son

rejillas metálicas (de cobre o latón) puestas a tierra o láminas delgadas que no forman espiras cerradas.

Con ayuda de los transformadores de corriente se pueden ampliar los límites de medida en varios cientos de veces, en este caso el error de medida aumenta hasta el 3 ó el 5%.

En comparación con los shunts reactivos los transformadores de medidas de corriente tienen las siguientes ventajas:

—con ayuda de un solo amperímetro, en pequeños límites de medida empleando un juego de transformadores, se puede medir prácticamente cualquier corriente;

—la potencia que se consume del circuito que se mide es pequeña;

—en los circuitos de alta tensión durante la medida de corrientes se garantiza la seguridad del personal de servicio, ya que el arrollamiento secundario del transformador puede estar puesto a tierra.

Convertidores y amperímetros de rectificación

El amperímetro de rectificación consta de un convertidor de rectificación de medida y de un indicador, es decir, del microamperímetro magnetoeléctrico. El convertidor de rectificación contiene uno o varios elementos de rectificación que transforman la corriente alterna en la pulsatoria; la desviación de la aguja del indicador magnetoeléctrico es proporcional al valor medio de esta corriente rectificada.

Como elementos rectificadores se emplean diodos de germanio y de silicio en forma de enlace y de punta de contacto. Independientemente del tipo y del material de los diodos la curva característica de la corriente «directa» (fig. 1.7), a pequeñas tensiones positivas, tiene una sección de caracter cuadrático, y a tensiones altas, esta sección es lineal. Esta misma dependencia tiene también la corriente «inversa», a tensiones negativas, sólo que su valor es cientos de veces menor. Sin embargo para las tensiones muy pequeñas es decir, proximas a cero, ambas corrientes cambian por igual, proporcionalmente a la tensión.

La relación de la corriente directa respecto a la inversa, o la relación de la resistencia inversa respecto a la directa, se denomina *coeficiente de rectificación*. Su valor depende de la tensión aplicada al elemento de rectificación (fig. 1.8): $K_{rec} = I_{dir}/I_{inv} = R_{inv}/R_{dir} = f(u)$.

De la fig. 1.8 se deduce que para pequeñas tensiones no hay rectificación, ya que I_{dir} y I_{inv} son proporcionales a la tensión. Para tensiones muy altas, la rectificación empeora y puede empezar la perforación del elemento rectificador. Entre estos valores límites se encuentra la zona de tensiones, en las cuales debe funcionar el elemento rectificador dado. Puesto que el coeficiente de rectificación tiene caracter no lineal, el principio de la escala del amperímetro con convertidor de rectificación también es no lineal.

La elección de la tensión de servicio depende del material y de la construcción de los elementos rectificadores. Por ejemplo, para los diodos de punta de contacto de germanio, la zona de las tensiones de servicio es de unidades de voltios, y para los diodos de enlace

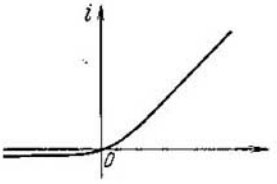


Fig. 1.7. Característica del elemento rectificador.

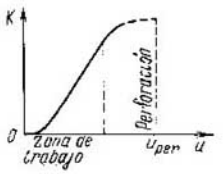


Fig. 1.8. Gráfico de la dependencia entre el coeficiente de rectificación y la tensión aplicada al elemento rectificador.

son decenas de voltios. Los elementos rectificadores tienen una capacidad propia que detiene su empleo en altas frecuencias.

En la fig. 1.9*a* se muestra el circuito más simple del amperímetro de rectificación para la rectificación de media onda. Durante el

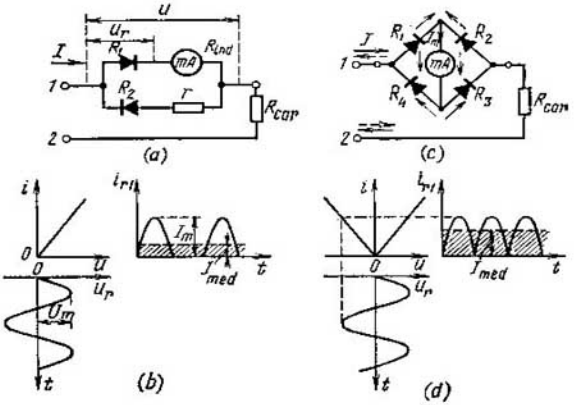


Fig. 1.9. Circuitos de amperímetros de rectificación y diagramas de corrientes y tensiones: *a*), *b*) durante la rectificación de media onda; *c*), *d*) durante la rectificación total.

semiperíodo positivo la corriente pasa desde el borne *1* a través del elemento rectificador R_1, del indicador (el microamperímetro o el miliamperímetro) y de la carga R_{car} hacia el borne *2*; durante el

semiperíodo negativo, desde el borne *2* a través de la carga R_{car}, de la resistencia r, del elemento de rectificación R_2 hacia el borne *1*. El valor nominal de resistencia r se elige igual a la resistencia del indicador R_{ind}, los elementos R_1 y R_2 son iguales, por eso la resistencia del amperímetro no cambia durante los semiperíodos positivos y negativos y es igual a $R_A = R_{rec} + R_{ind}$, donde R_{rec} es la resistencia de descubierto del elemento rectificador.

La fig. 1.9*b* representa el gráfico que explica el funcionamiento del amperímetro de rectificación. Para simplificar, la característica tensión-corriente del diodo se da en forma idealizada. Los semiperíodos positivos de la tensión u originan impulsos de corriente con el valor máximo de $I_{máx}$ y el indicador fija la componente continua de la corriente rectificada, es decir, el valor medio que es igual a

$$I_{med} = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} i(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} I_{máx}\,\text{sen}\,\omega t\,dt = \frac{I_{máx}}{T}\left|\frac{-\cos\omega t}{\omega}\right|_0^{\frac{T}{2}} =$$

$$= \frac{I_{máx}}{T}\cdot\frac{2T}{2\pi} = \frac{I_{máx}}{\pi} \approx 0{,}318 I_{máx}.$$

Durante la rectificación total (fig. 1.9*c*, *d*), el valor medio rectificador de la corriente

$$I_{m.r.} = \frac{1}{T}\int_0^{T} |i(t)|\,dt = 2I_{máx}/\pi \approx 0{,}636 I_{máx},$$

y la indicación del instrumento $\alpha = SI_{m.r}$, donde S es la sensibilidad del mecanismo del indicador a la corriente.

En la práctica, las escalas de los amperímetros se gradúan en los valores medios cuadráticos (efectivos) de la corriente en forma sinusoidal, es decir, $\alpha = SI/K_{for}$, ya que $I_{m.r} = I/K_{for}$, donde K es el factor de forma de la curva de la corriente. Se sabe que los factores de forma son diferentes para las diferentes formas de corriente, por eso la escala del amperímetro de rectificación graduada por la corriente en forma sinusoidal ($K_{for} = 1{,}11$), será incorrecta para otras formas de corriente. Para determinar la indicación correcta con la forma dada, se debe realizar el recuento por medio de la siguiente fórmula: $\alpha_x = K\alpha_{for.x}/1{,}11$, donde α son las indicaciones por la escala del indicador, $K_{for.x}$ es el factor de forma de la curva de la corriente que se mide; α_x, la indicación correcta para la corriente que se mide. Por ejemplo, al medir la corriente cuya forma se muestra en la fig. 1.2*b*, se obtuvo la indicación $\alpha = 100$ mA. El valor medio cuadrático (efectivo) $\alpha_x = 100.1{,}16/1{,}11 = 105$ mA. Sin el recuento en el resultado de la medida surgió un error complementario, igual al 5%.

Para amplificar los límites de medida de los amperímetros de rectificación se emplea frecuentemente el circuito dado en la

fig. 1.10*a*. En él las resistencias r_1 y r_2 son shunts de los elementos rectificadores R_1 y R_2, respectivamente. Mediante la conmutación de las resistencias con diferentes valores nominales se pueden obtener diferentes límites de medida.

El error de medida con los amperímetros de rectificación está determinado con el error del indicador, con la variación de la temperatura de los elementos rectificadores durante el tiempo de funcionamiento y con el aumento de la frecuencia.

La gama de frecuencias de explotación de los amperímetros de rectificación depende fundamentalmente de la construcción de los elementos rectificadores, más exactamente, de su capacidad inte-

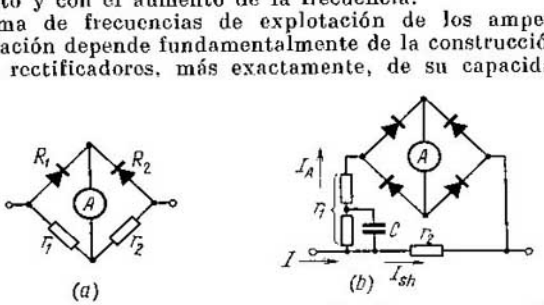


Fig. 1.10. Circuitos de amperímetros de rectificación: *a*) con amplios límites de medida; *b*) con corrección de frecuencia.

rior, de la resistencia en derivación del contacto rectificador. Esta capacidad en los elementos planos es de decenas de picofaradios. Para aumentar el límite de frecuencia en el empleo del amperímetro, se introduce la corrección de frecuencia. Uno de los posibles circuitos de corrección se presenta en la fig. 1.10*b*. Con el aumento de la frecuencia, cuando la corriente a través del contacto rectificador disminuye, la resistencia Cr_1 del circuito, también disminuye, debido a lo cual la corriente I_A que se separa hacia los elementos rectificadores, crece. Tal compensación amplifica la gama de frecuencias hasta 100 MHz, con un error de ±4%. Los límites de medida son desde 0,2 mA hasta varios amperios.

En frecuencias de 1 a 3 GHz, se emplea el circuito con un elemento rectificador de punta de contacto, pero en este caso el instrumento se puede utilizar solamente como indicador de pequeñas corrientes.

Los instrumentos electrométricos con convertidores de rectificación se designan por la letra «Ц»(C) por ejemplo Ц435.

1.3. MEDIDA DE LA TENSION

Nociones generales

Los instrumentos que miden la tensión, es decir, los voltímetros, se conectan en paralelo al sector del circuito, en el cual es necesario medir la caída de tensión. La gran diversidad de voltímetros que se

emplean en las medidas radioeléctricas se pueden dividir en dos clases, los voltímetros de bobina móvil y los de indicación numérica. La indicación en los instrumentos de bobina móvil se lee en la escala del instrumento, frente al lugar en que se detiene la aguja. En los instrumentos de indicación numérica, el resultado de la medida aparece como cifras y signos luminosos en el panel delantero.

Los voltímetros de bobina móvil se dividen en voltímetros lineales, los de crestas y los cuadráticos. La desviación de la aguja en estos voltímetros es proporcional al valor medio, al de amplitud (de cresta) y al medio cuadrático (efectivo) de la tensión a medir, respectivamente.

En las medidas radioeléctricas se emplean los siguientes sistemas de voltímetros: los termoeléctricos, los electrostáticos, los rectificadores, los electrónicos, los de bobina móvil y los de indicación numérica. Los sistemas más conocidos son los electrónicos y los numéricos. Sus ventajas más importantes son la grande resistencia de entrada y la amplia gama de frecuencias.

Los voltímetros por clasificación pertenecen al subgrupo B y se dividen en dos tipos: B2...—de corriente continua, B.3... —de corriente alterna, B4... —de impulsos, B6... —selectivos, B7... —universales, es decir, de corriente alterna y continua.

Las particularidades de las medidas radioeléctricas de las cuales se habló con todo detalle anteriormente (I.4), determinan los siguientes requisitos técnicos para los voltímetros:

— amplios límites de las tensiones a medir;
— amplia gama de frecuencias de las tensiones a medir;
— alta resistencia de entrada y baja capacidad de entrada;
— pequeño error de medida.

Examinemos, como se satisfacen los requisitos técnicos fundamentales presentados a los voltímetros, independientemente de las concretas soluciones esquemáticas.

Límites de medidas

En la práctica se tiene que medir tensiones desde microvoltios hasta decenas de kilovoltios. No se puede cubrir tal amplia gama de valores a medir con un solo instrumento, por eso se emplean varios aparatos con diferentes circuitos estructurales.

En la fig. 1.11*a* se muestra el circuito estructural del voltímetro de alta sensibilidad. Tales voltímetros se realizan con límites de medida desde unidades de microvoltios hasta 1 voltio (con divisores de tensión hasta 100 ó 300 V); ellos se denominan microvoltímetros o milivoltímetros.

El amplificador de tensión alterna debe tener alto coeficiente de amplificación, pequeñas distorsiones no lineales, amplia gama de frecuencias transmitidas y alta estabilidad de todas las características. Semejantes requisitos se pueden cumplir sólo empleando una profunda contrarreacción, y como en este caso disminuye el coefi-

ciente de amplificación, los amplificadores resultan ser amplificadores en tres o mas cascadas.

El tipo de convertidor depende del destino del voltímetro. Si el voltímetro está destinado a medir tensiones sinusoidales, entonces el convertidor representará en sí un detector lineal a diodo que rectifica la tensión alterna; la desviación de la aguja del indicador es proporcional al valor medio. Para medir el valor medio cuadrático (efectivo) de la tensión alterna se emplean termoconvertidores u otros dispositivos con característica cuadrática.

La sensibilidad de los voltímetros realizados por el esquema de la fig. 1.11*b* es relativamente baja (0,2 a 0,5 V). Aquí frecuentemente, como convertidor se emplean detectores a diodo de vacío. El límite superior de la tensión a medir es de 150 a 300 V. El amplificador de corriente continua se destina para aumentar los límites de medida y lo que es aún más importante, para adaptar la resistencia de entrada grande con la pequeña del indicador magnetoeléctrico. El requisito fundamental a los amplificadores de corriente continua es la alta sensibilidad de trabajo, es decir, la pequeña desviación progresiva en relación al punto cero y la constancia del coeficiente de amplificación. Los circuitos en puente de los amplificadores con contrarreacción corresponden máximamente a este requisito.

La mayoría de los voltímetros tienen varias escalas, con cuya ayuda se recubren los límites de las tensiones que miden. En los voltímetros realizados según el esquema de la fig. 1.11*a*, el valor de la división de una escala varía, con la conmutación de los resistores del atenuador, el cual es la carga de la primera cascada del amplificador que funciona por el circuito del amplificador de cátodo servoasistido. Para los intervalos muy amplios de valores a medir se acopla el segundo atenuador a la entrada del amplificador. De este modo, en la segunda y en las siguientes cascadas siempre actúan tensiones que no sobrepasan el valor máximo de la primera cascada. Los atenuadores constan de varios resistores de bajo valor óhmico y de alto valor óhmico, los primeros generalmente son devanados (arrollados) de alambre no inductivos, los segundos son de mastique tipo МЛТ (MLT) o УЛИ (ULI).

Los límites de medida en los voltímetros montados por el esquema de la fig. 1.11*b* se regulan variando la profundidad de la contrarreacción en el amplificador de corriente continua y en las resistencias de los resistores adicionales y de shunt del microamperímetro.

Los voltímetros generalmente son nodos individuales de diferentes instrumentos, por ejemplo de los generadores. En estos casos los componentes del circuito del voltímetro se instalan en el interior del instrumento, y el indicador de aguja se sitúa en el panel delantero. Los valores de las tensiones que se miden mediante los instrumentos construidos de esta manera, son relativamente altos, y los límites de su variación son pequeños, por eso estos voltímetros, como regla, contienen sólo el convertidor y el indicador.

Para medir grandes tensiones de alta frecuencia se conecta un divisor de tensión capacitivo entre la fuente de tensión a medir y la entrada del voltímetro, (fig. 1.12), cuyo coeficiente de división $\alpha = U_1/U_2 = 1 + C_2/C_1$. Si la capacidad del condensador C_2 es mucho mayor que la del condensador C_1, entonces el coeficiente de

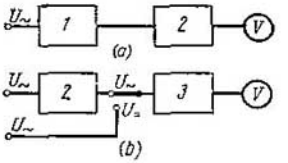


Fig. 1.11. Esquemas estructurales de los voltímetros:
1—amplificador de tensión alterna; *2*—convertidor *3*—amplificador de corriente continua

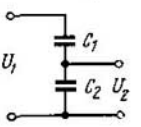


Fig. 1.12. Divisor de tensión capacitivo.

división $\alpha \approx C_2/C_1$. Para dividir la corriente continua se emplean divisores de resistencias. Ambos tipos de divisores se realizan para diferentes límites de medidas, es decir, para 5; 10; 15 y 50 kV. Se construyen con cubiertas pantalladas con aislador de alta tensión por la parte de la entrada de alta tensión.

Durante el trabajo con alta tensión es necesario observar estrictamente las reglas de la técnica de seguridad.

Gama de frecuencias de las tensiones a medir

La gama de frecuencias de las tensiones que se miden con los voltímetros debe ser lo más ancha posible, pero está limitada por arriba y por abajo.

La gama de frecuencias de los voltímetros de alta sensibilidad (fig. 1.11*a*) se determina por la banda pasante del amplificador de tensión alterna. El límite inferior de esta gama es de 20 a 30 Hz, el superior, de 1, 10, 20 y 30 MHz. Se producen tambien milivoltímetros de banda ancha con amplificadores de onda progresiva (con amplificación distribuida), calculados para la banda de frecuencias desde 10 kHz hasta 1000 MHz (pág. 135). El límite de medida con tal instrumento, por ejemplo, con el B3-25, es de 1 mV a 3 V.

El voltímetro con menor sensibilidad (fig. 1.11*b*) tiene una banda de frecuencias más ancha, ya que esta última se determina sólo por los parámetros reactivos del circuito de entrada. Un circuito equivalente simplificado del circuito de entrada del voltímetro se muestra en la fig. 1.13. La suma de las inductancias de los conductores de entrada L_1 y L_2 forma la inductancia de entrada y se designa simbólicamente por L_{ent}. Las resistencias de estos conductores se designan por las letras r_1 y r_2; la resistencia óhmica de entrada del voltímetro, que carga la fuente de tensión a medir, por R_{ent}. La

capacidad de entrada, es decir, la suma de todas las capacidades que se tienen en la entrada del voltímetro se designa por C_{ent}.

La capacidad y la inductancia de entrada forman un circuito oscilante en serie, a cuya entrada se transmite la tensión a medir u. La tensión u_{ent} de la capacidad de entrada C_{ent} se pasa al convertidor. Es evidente, que el valor de u_{ent} puede resultar tanto menor que u, debido a la caida de tensión en la inductancia de entrada y en las resistencias de los conductores r_1 y r_2, como mayor que u, debido a la resonancia en este circuito. Para que la caída de tensión en L_{ent} y en r_1, r_2 no sea notoria, los conductores de entrada se hacen cortos, de 2 ó 3 cm, y relativamente gruesos; por eso prácticamente las resistencias de los conductores de entrada se pueden menospreciar. No obstante, sea la inductancia tan pequeña como se quiere, en unión con la capacidad, determina la frecuencia propia del circuito oscilante, es decir, la frecuencia propia del circuito de entrada del voltímetro: $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{ent} \cdot C_{ent}}$ o $f_0 = 1/2\,\pi\sqrt{L_{ent} \cdot C_{ent}}$.

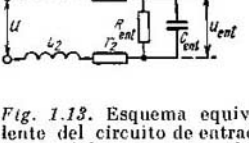


Fig. 1.13. Esquema equivalente del circuito de entrada del voltímetro para altas frecuencias.

Supongamos que la frecuencia f de la tensión a medir u sea igual a la frecuencia propia del circuito de entrada f_0. En este caso debido al fenómeno de resonancia $X = X_L - X_C = 0$, la corriente en el circuito de entrada alcanza el valor máximo, ya que se determina sólo con las pequeñas resistencias r_1 y r_2. La tensión en la capacidad C_{ent}, es decir, en la entrada del convertidor $u_{ent} = IX_C$, es Q veces mayor que la tensión a medir donde $Q = X/r$ es el factor de calidad del circuito. De aquí se deduce que es posible medir la tensión sólo en frecuencias inferiores a la frecuencia propia del circuito de entrada. Cuanto más baja sea la frecuencia de explotación respecto a la frecuencia propia del circuito de entrada, tanto menor será la diferencia entre u_{ent} y u y menor será el error de medida. Los cálculos indican que la frecuencia de explotación debe ser por lo menos cinco veces menor que la frecuencia propia del circuito de entrada, entonces el error adicional a causa de los efectos de resonancia (error de frecuencia) no supera el +5%.

Para aumentar el límite superior de la gama de frecuencia del voltímetro es indispensable que la frecuencia propia de su circuito de entrada sea lo mayor posible. Por eso a la par con la disminucion de la inductancia de entrada se toman medidas para disminuir la capacidad de entrada; se excluyen los terminales de alimentación, los conductores del circuito de entrada se cambian por un dispositivo de tipo coaxial, se emplean materiales aislantes con constante dieléctrica pequeña ε. Esto permite reducir la capacidad de entrada hasta 2 pF en los voltímetros modernos y aumentar la frecuencia propia del circuito de entrada hasta 1500 MHz.

De este modo, el límite superior de la frecuencia de explotación

de los voltímetros, realizados mediante el circuito convertidor—amplificador, se determina por la frecuencia propia del circuito de entrada y oscila desde 100 hasta 700 MHz; durante las medidas en frecuencias mayores que 300 MHz el error aumentará a medida de la aproximación a la frecuencia propia f_0 del circuito de entrada del voltímetro.

Durante la medida de tensiones en frecuencias superiores a 1 MHz, no se debe unir la entrada del voltímetro con la fuente de la tensión a medir mediante los cables de cierta longitud, ya que esto aumenta L_{ent} y C_{ent}, disminuye f_0 y conduce a grandes errores. Por otro lado, un instrumento tan macizo como el voltímetro electrónico, no puede colocarse muy cerca del sector de los circuitos en el cual es necesario medir la tensión de alta frecuencia.

Para eliminar estas contradicciones, la primera cascada del amplificador (fig. 1.11*a*) que generalmente funciona por el circuito del amplificador de cátodo servoasistido, o el bloque del convertidor (fig. 1.11*b*) se realiza como una pequeña construcción portátil, denominada «aparato de control» (ensayador). El aparato de control va unido a las demás partes del voltímetro, en el primer caso, con cables coaxiales y en el segundo, con conductores corrientes, metidos en un tubo flexible blindado. La longitud de estas uniones alcanza 1,5 m. El aparato de control se conecta con los puntos entre los cuales se debe medir la tensión. El límite inferior de las frecuencias, para las cuales se mide la tensión, es de 20 a 30 Hz.

Resistencia de entrada

La resistencia de entrada de los voltímetros, como se ve en el esquema del circuito de entrada de la fig. 1.13, tiene un carácter complejo. Sin embargo, a bajas frecuencias se debe tener en cuenta sólo la resistencia óhmica y a altas frecuencias, solamente la capacitancia. De este modo, el circuito de la fig. 1.13 puede sustituirse por la simple combinación de R_{ent} y C_{ent} (fig. 1.14).

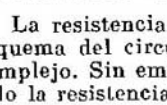


Fig. 1.14. Esquema equivalente simplificado del circuito de entrada.

La resistencia óhmica R_{ent} se determina por la potencia P_{ent}, extraída del circuito que se mide, $R_{ent} = U^2/P_{ent}$, donde U es el valor medio cuadrático (efectivo) de la corriente que se mide. Esta potencia debe ser lo menor posible y la resistencia de entrada, lo mayor posible. Si la resistencia de entrada del voltímetro es, como mínimo, 50 veces mayor que la resistencia del sector del circuito, al cual se conecta este voltímetro, su conexión prácticamente no se manifiesta en el régimen del circuito que se mide.

La potencia que se consume por el circuito de entrada del voltímetro se gasta en las pérdidas térmicas del convertidor P_{con}, en las pérdidas dieléctricas P_d efectuadas en los materiales aislantes del circuito de entrada y también en el calentamiento de la resisten-

cia, que pone en derivación la entrada del voltímetro P_R. De este modo, la potencia que se consume por el circuito de entrada, $P_{ent} = P_{con} + P_d + P_R$ o $1/R_{ent} = 1/R_{con} + 1/R_d + 1/R$.

La resistencia R_{con}, equivalente a las pérdidas en el convertidor, se determina mediante la relación de la amplitud de la tensión sinusoidal que se mide U_m respecto a la amplitud del primer armónico de la corriente del circuito de entrada del voltímetro: $I_{m1}/R_{con} = U_m/I_{m1}$. Es evidente que la resistencia R_{con} será tanto mayor cuanto menor sea la corriente I_{m1}. En la mayoría de los voltímetros se emplean convertidores de rectificación, en los cuales en calidad de elementos rectificadores se emplean diodos semiconductores o de vacío. En estos convertidores I_{m1} es la amplitud del primer armónico de la corriente rectificada. Para el aumento de R_{con} se emplean circuitos con un desplazamiento del punto de funcionamiento en la característica del diodo hacia la zona de las tensiones negativas. En tal circuito el impulso de corriente existe en el transcurso de una pequeña parte del período y su primer armónico disminuye respectivamente. La resistencia R_{con} en la gama de las frecuencias de explotación del voltímetro no depende de la frecuencia.

La potencia de las pérdidas en el dieléctrico, como se sabe, se determina por la expresión $P_d = U^2\delta\omega C$, de donde la resistencia, equivalente a las pérdidas en los dieléctricos del circuito de entrada,

$$R_d = U^2/P_d = 1/2\pi f C\delta. \qquad (1.20)$$

Aquí f es la frecuencia de explotación, δ el ángulo de las pérdidas dieléctricas o su tangente (puesto que el ángulo es muy pequeño, $\delta \approx \operatorname{tg}\delta$).

Para determinar R_d es necesario conocer C_{ent} y δ. Estos valores es muy difícil hallarlos teóricamente ya que C_{ent} es la suma de una serie de capacidades, cuyos dieléctricos son diferentes. En la práctica C_{ent} y δ se encuentran experimentalmente mediante los instrumentos correspondientes, por ejemplo, con los medidores del factor de calidad (Q-metro), los cuales se estudiarán más adelante. La capacidad de entrada C_{ent}, como ya se señaló, es de unidades de picafaradios, y $\delta \approx 0{,}01$.

Si se sustituye este valor en la fórmula (1.20) y se varía la frecuencia, entonces obtenemos la dependencia de R_d en función de f (fig. 1.15). De la gráfica se desprende que a frecuencias inferiores a 1 MHz, la resistencia R_d es de decenas de megohmios y se le puede menospreciar. En este caso, la resistencia de entrada se determina sólo por las magnitudes de R_{con} y R; $R_{ent} \approx R_{con} \cdot R/(R_{con} + R)$. Para frecuencias superiores a 10 MHz, la resistencia R_d desempeña un papel esencial y desde 100 MHz y frecuencias mayores ella es determinante: $R_{ent} \approx R_d$.

En la fig. 1.16 se muestra la gráfica de la dependencia entre la resistencia de entrada de uno de los voltímetros electrónicos [de lámpara], y la frecuencia. De la gráfica se deduce, que a bajas fre

cuencias, la resistencia de entrada alcanza varios megohmios y para frecuencias superiores a 100 MHz alcanza varios kiloohmios. Para altas frecuencias esta resistencia será tanto mayor, cuanto menor sea la capacidad de entrada y cuanto menores sean las pérdidas en los materiales aislantes del circuito de entrada.

En la entrada del voltímetro, se acopla en paralelo con la resistencia óhmica de entrada la reactancia, o sea la capacitancia, que se define por su capacidad de entrada. La resistencia de entrada de

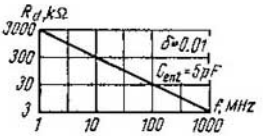


Fig. 1.15. Gráfico de la dependencia entre la resistencia de pérdidas en el dieléctrico y la frecuencia.

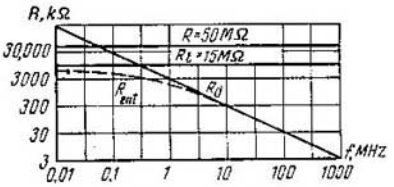


Fig. 1.16. Gráfico de la dependencia entre la resistencia de entrada del voltímetro electrónico y la frecuencia.

los milivoltímetros electrónicos (fig. 1.11*a*) se determina, por lo común, por la resistencia de entrada del atenuador y es de 1 a 1,5 MΩ; la capacidad de entrada es de 10 pF.

Constancia de la graduación de la escala

La graduación de la escala de los voltímetros con el tiempo no queda permanente a causa de la variación de los parámetros de los convertidores, o sea tubos electrónicos, de los dispositivos semiconductores, de los elementos amplificadores, así como de la tensión de las fuentes de alimentación. En los voltímetros se emplean aparatos electrónicos especialmente elegidos para disminuir estas variaciones. Estos aparatos garantizan el aligeramiento del régimen de trabajo. El voltímetro se debe graduar de nuevo al sustituir estos aparatos. Se emplean resistores, condensadores y otros elementos de alta calidad con grandes reservas de la potencia disipada y de la tensión de servicio. Los posibles cambios de tensión de alimentación se disminuyen al estabilizar las tensiones correspondientes. La tensión anódica se regula con ayuda de los circuitos electrónicos de estabilización o por medio de los tubos reguladores de tensión, la corriente de caldeo, mediante las lámparas reguladoras hierro-hidrógeno. A veces en el arrollamiento primario del transformador de alimentación se emplea estabilización de relojamiento. Para disminuir la influencia de la inestabilidad de los fuentes de alimentación

en la precisión de la graduación de la escala del voltímetro, en todos los lugares posibles se introduce una profunda contrarreacción y los amplificadores de corriente continua se realizan por el circuito en puente.

Error de medida

Al medir las tensiones, surgen errores, el error fundamental y el complementario. El error fundamental depende del tipo de los indicadores magnetoeléctricos que se emplean, y de la precisión de la graduación inicial de la escala. Como la graduación se realiza según el aparato patrón de la clase 0,2 y los indicadores magnetoeléctricos tienen clase de precisión 1,0, el error fundamental es del 1,5 al 2%.

Los errores complementarios de los voltímetros electrónicos son múltiples y variados. Los más importantes de ellos son los de frecuencia que surgen a causa del fenómeno de resonancia en el circuito de entrada y de la inercia de los electrones, así como los errores determinados por la inestabilidad de las tensiones de alimentación y la presencia de los conductores de conexión entre la entrada del voltímetro y el objeto a medir.

Los voltímetros se gradúan, como regla, a frecuencia de 50 Hz y funcionan en una gama de frecuencias muy ancha, por eso los errores de frecuencia son inevitables. De la fig. 1.12, puede deducirse la relación entre la tensión que fue aplicada u y la que en realidad fue medida u_{ent}, menospreciando las resistencias pequeñas r_1, r_2 y la grande R_{ent}:

$$u_{ent} = \frac{u}{i\omega L_{ent} + 1/i\omega C_{ent}} \frac{1}{i\omega C_{ent}} = \frac{u}{1 - \omega^2 L_{ent} C_{ent}} . \qquad (1.21)$$

Al tener en cuenta que $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{ent} C_{ent}}$, de donde $L_{ent} C_{ent} = 1/\omega_0^2$ y sustituyendo esta expresión en la fórmula (1.21), obtenemos

$$u_{ent} = \frac{u}{1 - (\omega/\omega_0)^2}$$

o finalmente

$$u_{ent} = \frac{u}{1 - (f/f_0)^2} . \qquad (1.22)$$

Para la comodidad y claridad, transformemos la expresión (1.22) de tal manera que el error relativo esté en el primer miembro, es decir, la relación $(u_{ent} - u)/u = \Delta/u = \delta$, en %:

$$\delta = \frac{100}{(f_0/f)^2 - 1} .$$

Con ayuda de esta fórmula se construye el gráfico del error de frecuencia para los diferentes valores de la relación entre la frecuencia propia del circuito de entrada y la de explotación (fig. 1.17*a*).

Del gráfico se desprende, que este error es aproximadamente igual al 4%, si la frecuencia del circuito de entrada es 5 veces mayor que la de explotación. Al disminuir la razón f_0/f, es decir, al incrementar la frecuencia de explotación, el error aumenta rápidamente y cuando $f_0/f = 2$, alcanza un 33%.

El error de frecuencia complementario que surge a causa de la inercia de los electrones en los elementos rectificadores, puede despreciarse, ya que en los diodos modernos él es insignificante hasta las

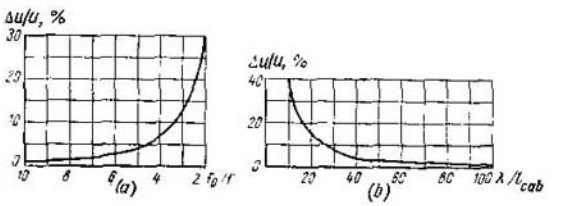


Fig. 1.17. Gráficos del error de medida: *a*) de frecuencia, condicionado por la resonancia en el circuito de entrada; *b*) condicionado por la presencia de conductores de conexión.

frecuencias del orden de 700 MHz. El error complementario debido a la inestabilidad de las fuentes de alimentación, en dependencia de la calidad de la estabilización, es del $\pm 0{,}5$ al $\pm 3\%$, variando la tensión de la red en un $\pm 10\%$ respecto a la nominal.

Como se señaló anteriormente (pág. 44), no debe conectarse mediante conductores, la entrada del voltímetro con el sector a medir si la frecuencia de explotación supera a 1 MHz. Sin embargo en la práctica se encuentran casos cuando es imposible acercar el aparato de control al lugar de medida y aún más, conectar con sus clavijas de entrada los puntos requeridos del circuito. Por ejemplo, el divisor capacitivo de alta tensión obligatoriamente se acopla con conductores a la fuente de tensión que se mide. La presencia de conductores de conexión produce un error complementario que se valora de este modo:

$$\delta = (2\pi l_{\text{cond}}/\lambda)^2 (0{,}5 + C_{\text{ent}}/C_{\text{cab}}),$$

donde l_{cond} es la longitud de los conductores de conexión; λ, la longitud de onda que corresponde a la frecuencia de explotación y C_{cab} es la capacidad de los conductores de conexión.

En esta fórmula es preciso sustituir los valores de l y λ en iguales unidades de medida. En la fig. 1.17*b* se muestra el gráfico de la variación del error, a causa de los conductores de conexión en dependencia de la relación entre su longitud y la longitud de onda. Del gráfico se deduce que la longitud de los conductores de conexión debe ser, por lo menos, 50 veces menor que la longitud de onda, en la cual se realiza la medida, para que el error complementario no supere el 3%.

En conclusión hay que señalar, que es indispensable conectar correctamente los bornes de entrada del voltímetro con la fuente de la tensión a medir, ya que la unión incorrecta conduce a errores. Si la entrada del voltímetro es asimétrica, es decir, si un borne se acopla con el cuerpo del instrumento, y la salida de las fuentes de la tensión a medir también es asimétrica, entonces los bornes del voltímetro y del objeto a medir, acoplados con los cuerpos, obligatoriamente deben conectarse entre sí (el conductor *2—2* en la fig. 1.18). Este conductor cortocircuita las capacidades parásitas C_{par} entre los cuerpos y la tierra e iguala sus potenciales.

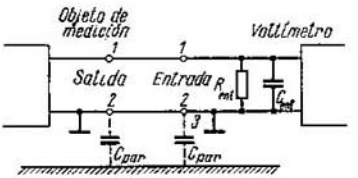


Fig. 1.18. Circuito principal de la conexión del voltímetro.

Si el borne de salida *1* del objeto a medir se conecta con el borne *2* del voltímetro, entonces el objeto que se mide resultará cargado en la capacidad parásita C_{par} y la tensión de salida será diferente a la que se tenía anteriormente.

En general, es deseable (al medir altas tensiones es obligatorio) poner a tierra los bornes *2—2* y con eso llevar sus potenciales a cero.

Voltímetros lineales

El circuito más simple de un voltímetro lineal representa en sí un miliamperímetro de rectificación con resistor adicional R_{ad} conectado en serie (fig. 1.19). Dichos voltímetros recibieron la denominación de voltímetros *de válvula*. Variando el valor nominal de la resistencia adicional se pueden cambiar los límites de medida de la tensión.

El valor nominal de la resistencia R_{ad}, como regla, es considerablemente mayor que la resistencia interna R_i del elemento rectificador y que la resistencia del cuadro del indicador magnetoeléctrico R_{ind}, por eso la corriente del voltímetro I_V se determina fundamentalmente mediante la resistencia adicional y la tensión que se mide: $I_V = U/(R_{ad} + R_i + R_{ind}) \approx U/R_{ad}$.

De lo expuesto anteriormente, se sabe que las indicaciones del amperímetro de rectificación son proporcionales al valor medio de la corriente que se mide, en consecuencia, las indicaciones del voltímetro de válvula lineal son proporcionales al valor medio de la tensión que se mide.

El circuito del voltímetro de válvula más conocido es el de rectificación total (fig. 1.19*b*). En calidad de elementos rectificadores se emplean diodos de germanio o de cristal de silicio, con una capacidad interna del orden de 1 pF. Su frecuencia de explotación límite alcanza varios cientos de megahertzios. Los voltímetros construidos con estos diodos no exigen corrección de frecuencia. La limitación en la zona de las frecuencias superiores se define por el circuito de entrada del

voltímetro y no por los elementos rectificadores. A frecuencias superiores, hasta de 1000 MHz, se emplean diodos de germanio y de cristal de silicio con contacto de punta, pero su función se limita sólo con la indicación y no con las mediciones precisas.

La resistencia de entrada de los voltímetros de válvula depende del valor nominal de la resistencia adicional, de la tensión que se mide y, en menor grado, del aparato magnetoeléctrico que se emplea. Por ejemplo, si la aguja, en presencia de una corriente de 1 mA y una

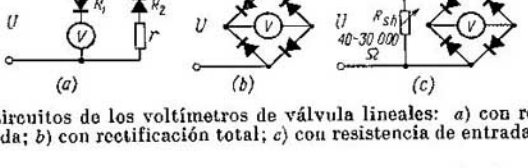


Fig. 1.19. Circuitos de los voltímetros de válvula lineales: *a*) con rectificación de media onda; *b*) con rectificación total; *c*) con resistencia de entrada constante.

tensión de 1 V, se desvía a toda escala, la resistencia de entrada es igual a 1000Ω. Para la tensión mayor, se conecta un resistor adicional, en el cual cae la tensión que interrumpe 1 V y la resistencia de entrada aumenta. Por ejemplo, es necesario medir la tensión de 10 V, entonces 9 V se extinguen en el resistor adicional $R_{ad} = 9000\Omega$ y la resistencia de entrada crece hasta 10 000Ω. En tales casos es más cómodo expresar la resistencia de entrada en ohmios por voltio; en el ejemplo estudiado ésta es igual a 1000Ω/V, pero en general alcanza hasta 5000Ω/V.

Al trazar la característica de la frecuencia de algunos amplificadores y dispositivos de recepción se exige que durante el proceso de medida, su salida esté cargada con una resistencia fija. Con este fin se producen los voltímetros de válvula, cuya resistencia de entrada es constante e igual a 20 000 ± 10% Ω independientemente del valor de la tensión que se mide. Tales aparatos se denominan *medidores del nivel de salida*. La constancia de la resistencia de entrada se logra mediante la permutación simultánea de los resistores en serie (adicionales) y en paralelo (shuntados); en este caso, si los valores nominales de los primeros aumentan, los de los segundos disminuyen y viceversa (fig. 1.19*c*).

Los límites de medida de los voltímetros de válvula son generalmente altos, desde 0,5 V hasta 200, 300 e incluso hasta 1000 V. El error fundamental simplificado es del 2,5 al 4%.

Todos los voltímetros de válvula se gradúan en los valores efectivos (medios cuadráticos) de la tensión sinusoidal y puesto que sus indicaciones son proporcionales al valor medio, entonces esta graduación no vale para otras formas de tensión.

A pesar de los defectos importantes, es decir, la dependencia entre la indicación y la temperatura, la validez de la graduación sólo para tensiones sinusoidales, de la precisión baja de medidas,

los voltímetros de válvula se usan ampliamente para las medidas aproximadas. Ellos son de construcción sencilla, portátiles, resistentes a las sobrecargas, pueden tener grandes límites de medidas y poseen resistencia de entrada relativamente alta.

El voltímetro de válvula consta de un microamperímetro sensible de corriente continua, por eso en su cuerpo se instala también un voltímetro de corriente continua, un ohmímetro y frecuentemente un amperímetro. De este modo, se obtiene un instrumento combinado, compacto y cómodo en el trabajo para medir las corrientes y tensiones continuas y alternas, así como las resistencias. Tales instrumentos se denominan *comprobadores*.

De ejemplo sirven las características técnicas de dos aparatos de detectores.

El miltivoltímetro B3-15 para medir tensiones sinusoidales, consta de un aparato de control, en el cual se montan los diodos D-106 y dos condensadores de paso de 300 pF de capacidad cada uno, de la parte a medir y del divisor de tensión.

Características técnicas

Límites de medidas	de 150 mV a 5 V
Con divisor de tensión	de 6 a 200 V
Gama de frecuencias (como indicador hasta 1000 MHz)	de 50 Hz a 300 MHz
Resistencia de entrada	1,5; 2,5 y 5 kΩ
Capacidad de entrada	3 pF
Error fundamental	
para la gama de frecuencias de 1 kHz a 100 MHZ en la escala de 0,25 V	±4%
para las demás escalas en la misma gama	±6%
Dimensiones exteriores	215 × 124 × 67 mm
Masa	1,2 kg.

El medidor del nivel de los receptores B 3—44 representa en si un voltímetro de válvula, construido por el circuito push-pull[1]), de resistencias adicionales y de shunts que garantizan la invariabilidad de la resistencia de entrada durante la conmutación de los escalas para diferentes límites de medidas.

Características técnicas

Límites de medidas	de 10 mV a 300 V
Gama de frecuencias	de 20 Hz a 20 kHz
Resistencia de entrada	20 kΩ, 70 pF
Error de medida fundamental	±2,5%
Dimensiones exteriores	240 × 140 × 140 mm
Masa	2 kg

Además de los voltímetros de válvula lineales, se emplean los electrónicos, que funcionan con diodos de vacío, es decir, *los voltímetros a diodo lineales*. El circuito más simple de estos voltímetros representa en sí (fig. 1.20*a*) una conección en serie de la resistencia de carga R_{car}, del diodo y del aparato electromagnético, shuntado por el condensador de alta capacidad C_{bloq}. La resistencia de carga R_{car} sobrepasa varias decenas de veces la resistencia interna del diodo R_i, por eso la característica tensión-corriente del diodo se

[1]) Circuito de dos válvulas conectadas en tal forma que cuando la rejilla de una es positiva, la de la otra es negativa y viceversa. (*N. del T.*)

hace lineal. Como resultado de la rectificación de media onda, la tensión que se mide u, crea una corriente pulsatoria i_a, cuya componente continua I_{med} pasa por el microamperímetro magnetoeléctrico y la componente alterna, a través del condensador de bloqueo C_{bloq}.

La componente continua de la corriente anódica, es decir, el valor medio por período (fig. 1.20*a*), se determina por la expresión:

$$I_{med} = I_{máx}/\pi = U_m/\pi R_{car} = SU_m/\pi. \qquad (1.23)$$

La indicación del voltímetro lineal es proporcional al valor medio de la corriente, pero la escala del instrumento magnetoeléctrico se

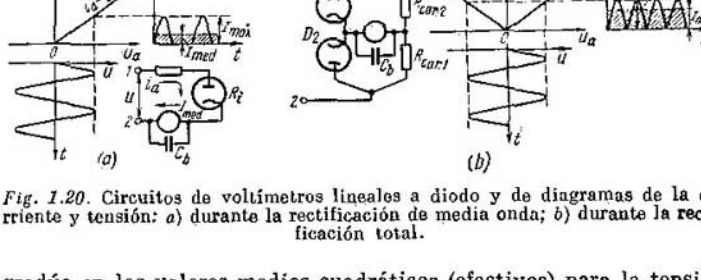


Fig. 1.20. Circuitos de voltímetros lineales a diodo y de diagramas de la corriente y tensión: *a*) durante la rectificación de media onda; *b*) durante la rectificación total.

gradúa en los valores medios cuadráticos (efectivos) para la tensión sinusoidal. Esta graduación es incorrecta al medir la tensión de cualquier otra forma.

La capacidad del condensador de bloqueo se determina de la condición por la cual su capacitancia, a frecuencia más baja, debe ser 10 veces menor que la resistencia del microamperímetro $R_A : C_{bloq} \geqslant 10/\omega_{baj}R_A$. Si la resistencia del microamperímetro es igual a 850Ω (tipo M-24 a 200 μA), la frecuencia más baja de la tensión que se mide es de 30 Hz, entonces $C_{boq} \geqslant 10 \cdot 10^6/6{,}28 \times \times 30 \times 850 \geqslant 60$ μF.

El ángulo de corte de la corriente anódica del diodo es de 90° y, en consecuencia, la amplitud del primer armónico I_{m1} es el doble menor que el valor máximo del impulso de corriente $I_{máx}$. Por lo tanto, la resistencia de entrada del voltímetro a diodo lineal $R_{ent} = = U_m/I_{m1} = U_m/0{,}5 \cdot I_{max} = 2R_{car}$. Con el aumento de la frecuencia, cuando empieza a manifestarse la capacidad parásita, la resistencia de entrada disminuye.

El aparato magnetoeléctrico se elige de manera que su escala, en presencia del valor máximo de la tensión que se mide [fórmula (1.23)] corresponda a la mayor corriente. Por ejemplo, cuando $U = 200$ V y $R_{car} = 10^5$ Ω, $I_{med} = \sqrt{2} \cdot 200/\pi \cdot 10^5 = 0{,}45 \times$

$\times 200/10^5 = 900$ μA y se puede emplear el microamperímetro con escala de 1000 μA.

La sensibilidad de los voltímetros lineales es baja, del orden de unas unidades e incluso de décimas de voltios. A veces los voltímetros a diodos lineales se construyen a base del circuito push-pull (fig. 1.20*b*), con lo cual su sensibilidad se duplica.

Los voltímetros a diodos lineales se emplean fundamentalmente en calidad de convertidores (detectores) en los voltímetros electrónicos con amplificador de corriente alterna (fig. 1.11*a*) o entran en la composición de diferentes dispositivos de medidas, como en los indicadores.

Voltímetros de cresta y de impulsos

En la fig. 1.21 se muestran dos circuitos de voltímetros de cresta (o voltímetro de punta, que es lo mismo). Ellos se diferencian en que el primero se realiza por el circuito de detector en serie (circuito con entrada abierta), y el segundo (fig. 1.21*b*), por el circuito de detector en paralelo (circuito con entrada cerrada). El circuito de entrada abierta está desconectado para la componente continua de la corriente rectificada del diodo, para su cierre es necesaria la trayectoria en el circuito a medir (en el circuito se muestra con líneas de trazos); en el circuito de entrada cerrada, la componente continua de la corriente se cierra por el circuito: diodo, microamperímetro, resistencia, diodo. Por lo tanto, el voltímetro a diodo de cresta con la entrada cerrada se puede conectar a cualquier circuito que se mide y el de entrada abierta, sólo al circuito que tiene una trayectoria para la componente continua de la corriente rectificada.

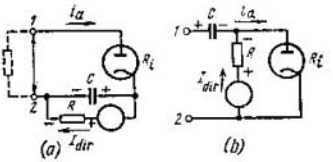


Fig. 1.21. Circuitos de voltímetros de cresta (de puntas) a diodo: *a*) con entrada abierta; *b*) con entrada cerrada.

Examinemos el funcionamiento del voltímetro con entrada abierta (fig. 1.22). Si a los bornes de entrada se transmite la tensión de forma sinusoidal a medir, entonces el primer semiperíodo positivo de esta tensión U_m origina un gran impulso de corriente a través del diodo, el cual cargará el condensador C hasta la tensión u_{con1}. El segundo semiperíodo positivo ya no puede crear un impulso de corriente del mismo valor, ya que sobre el diodo actúa la diferencia de potencial $u - u_{con2}$; por eso la tensión en el condensador aumenta, pero en un valor menor que $u_{con3} - u_{con2}$. La acumulación de carga en el condensador continúa hasta que la tensión en él alcance un valor próximo al de la amplitud de la tensión a medir. Entonces el proceso se establece y la tensión en el condensador oscila ligeramente alrededor del valor medio, casi igual a la amplitud de la tensión que

se mide. La ondulación ocurre a causa de la descarga del condensador por el resistor R y del aparato magnetoeléctrico a causa de su carga a través de la resistencia interna del diodo R_i. Como la resistencia $R \gg R_i$, entonces la descarga transcurre lentamente mientras que la de carga, rápidamente.

En la fig. 1.22*a* se ilustra el proceso de estabilización (los primeros tres períodos). Desde el cuarto período el proceso pasa al régimen permanente. En realidad, el proceso de estabilización dura un número de períodos mucho más grande. La corriente I_{apar}, por el aparato

Fig. 1.22. Diagrama de las corrientes y tensiones en los circuitos de cresta (de puntas) a diodo.

magnetoeléctrico, en régimen permanente, se determina mediante el valor medio de la tensión en el condensador $U_{con.cr}$, y mediante el valor nominal de la resistencia R : $I_{apar.} = U_{con.cr}/R \approx U_m/R$. De este modo, la indicación del aparato es proporcional a la amplitud de la tensión que se mide.

Del examen del circuito y del proceso de su trabajo se desprende que la tensión que se forma en el condensador y se aplica al cátodo es la tensión positiva y al ánodo, la negativa, es decir, al diodo se le transmite *una polarización negativa fija* de magnitud considerable. El diodo se abre y deja pasar los impulsos de corriente de carga de la corriente anódica hacia el condensador, sólo en el momento, cuando la tensión total $u - u_{con}$ se hace positiva, es decir, que él funciona con un ángulo de corte pequeño (en el régimen de clase C). En la fig. 1.22*b* se muestra la variación de la tensión en el ánodo del diodo.

Los voltímetros realizados por tal circuito tienen diferentes denominaciones: voltímetro a diodo con polarización automática, voltímetro a diodo con acumulación de carga o voltímetro a diodo de cresta. La última denominación es la más acertada y la más difundida. Los valores de C y de R en los circuitos de los voltímetros de cresta se eligen fundamentalmente partiendo de la condición que la constante de tiempo de descarga es considerablemente superior a la constante de tiempo de carga: $\tau_{desc} \gg \tau_{car}$, es decir $RC \gg R_iC$. Cuanto mayor sea esta desigualdad, tanto más próxima será $U_{con.cr}$ a la amplitud de la tensión U_m. La capacidad del condensador C no debe ser demasiado grande ya que, en primer lugar, no podrá cargarse totalmente, y, en segundo lugar, porque su cuerpo de dimensiones inevi-

tablemente grandes, siendo la capacidad grande, creará una capacidad parásita complementaria en el circuito de entrada. Por consiguiente, el valor nominal de la resistencia R tendrá que ser muy alto. Como se sabe del curso de dispositivos de recepción de radio, la resistencia de entrada del detector conectado en serie es $R_{ent} \approx R/2$; entonces, también desde este punto de vista, la resistencia R debe ser lo mayor posible. En la práctica estas resistencias son de 50 a 100 MΩ e incluso mayores. La constante de tiempo del circuito de carga es de unidades de microsegundos, mientras que la constante de tiempo de descarga es de unidades de segundos.

Hasta ahora se había examinado el circuito y el funcionamiento del voltímetro a diodo de cresta con la entrada abierta (fig. 1.21*a*). El circuito del voltímetro a diodo de cresta con la entrada cerrada (fig. 1.21*b*) funciona en forma análoga al primero: el condensador se carga también mediante el diodo y se descarga a través del resistor y del instrumento; el diodo también trabaja con gran polarización negativa y de la misma manera se eligen los parámetros R y C de los elementos del circuito. Ambos circuitos son iguales, pero al medir la tensión pulsatoria que consta de componentes continuas y alternas, los circuitos dan diferentes resultados.

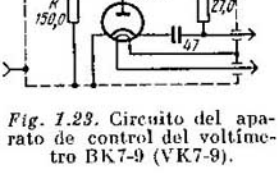


Fig. 1.23. Circuito del aparato de control del voltímetro ВК7-9 (VK7-9).

El voltímetro con la entrada cerrada mide sólo la componente alterna de la tensión, ya que el condensador C separa la componente continua del diodo, del resistor R y del indicador de aguja. La indicación del voltímetro es proporcional a la amplitud positiva o negativa del semiperíodo de la tensión que se mide, en dependencia de que el más o el menos de la componente continua se aplica al ánodo del diodo.

La indicación del voltímetro de entrada abierta es proporcional a la suma de la componente continua y de la amplitud del semiperíodo positivo de la componente alterna para la tensión positiva en el ánodo del diodo. Al transmitir la tensión negativa al ánodo, el diodo se cierra y las indicaciones son iguales a cero.

Los voltímetros a diodo de cresta con la entrada cerrada se usan mucho en diferentes dispositivos de medida y como detector, en los voltímetros electrónicos con amplificador de corriente continua. En este último caso, el aparato magnetoeléctrico del circuito (fig. 1.21*b*) se elimina; y desde el resistor R a través del filtro RC, el cual atenúa la ondulación la tensión se transmite a la salida del amplificador de corriente continua (fig. 1.23).

Los voltímetros a diodo de cresta se gradúan según los valores medios cuadráticos (efectivos) de la tensión alterna de forma sinusoidal; para cualquier otra tensión a medir esta graduación es incorrecta.

Para determinar el valor medido de la tensión de forma dada es necesario realizar el cálculo mediante la siguiente fórmula: $U = U_V K_{amp}/K_{amp.\,m}$, donde U es el valor medio cuadrático de la tensión a medir, U_V es la indicación del voltímetro a diodo de cresta, $K_{amp} = 1{,}41$ es el coeficiente de amplitud de la tensión sinusoidal y $K_{amp.\,m}$ es el coeficiente de amplitud de la tensión que se mide.

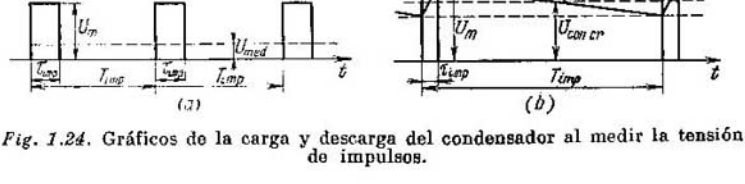


Fig. 1.24. Gráficos de la carga y descarga del condensador al medir la tensión de impulsos.

Para medir tensiones de impulsos de forma rectangular son aptos los voltímetros a diodo de cresta, cuyas indicaciones son proporcionales a la amplitud de la tensión a medir. El modo de funcionar del voltímetro de cresta sigue siendo el mismo al medir la tensión de impulso no obstante existen algunas particularidades específicas. La tensión de impulso es la suma de las componentes continuas y alternas. El valor de la componente continua se determina según la fórmula: $U_{med} = U_m \tau_{imp}/T_{imp} = U_m k_{rell}$, donde τ_{imp} es la duración del impulso, T_{imp} es el período de repetición de los impulsos y k_{rell} es el coeficiente de relleno (magnitud inversa al factor de forma de la sucesión de impulsos).

Si la tensión de impulso se transmite al voltímetro a diodo de cresta con la entrada abierta, entonces sus indicaciones serán proporcionales al valor de U_m (fig. 1.24*a*). Las indicaciones del voltímetro con la entrada cerrada serán menos ya que ellas son proporcionales sólo a la componente alterna $U_m - U_{med}$. La diferencia entre las indicaciones de dos voltímetros será tanto mayor, cuanto menor sea la relación del factor de forma de los impulsos, ya que con la disminución de la última, aumenta la componente continua U_{med} de la tensión. El error relativo es numéricamente igual al coeficiente de relleno k_{rell}. De aquí se deduce, que con el factor de forma de impulsos mayor de 100, el error es inferior a 1% y las medidas de ambos voltímetros son equivalentes. En la práctica de la técnica de impulsos el factor de forma de impulsos en la mayoría de los casos es superior a 100, por eso los voltímetros de impulsos industriales se construyen según el circuito de entrada cerrada.

Al medir las tensiones de impulsos los errores muy grandes son posibles debido a que en presencia de impulsos de corta duración, el condensador no tiene tiempo a cargarse totalmente y en los intervalos entre los impulsos, sobre todo si es grande el factor de forma de impulsos, dicho condensador de descarga considerablemente

(fig. 1. 24*b*). Para disminuir estos errores, es necesario que la constante de tiempo de carga sea menor que la duración del impulso y la constante de tiempo de descarga sea significativamente superior al intervalo entre los impulsos. En la práctica se obtienen buenos resultados para

$$\tau_{car} = R_i C \leqslant 5\tau_{imp}; \quad \tau_{desc} = RC \geqslant 10\,(T_{máx.\,imp} - \tau_{imp}), \quad (1.24)$$

donde $T_{máx.\,imp}$ es el máximo período de repetición de los impulsos.

El error relativo a causa de la constante de tiempo de descarga se halla de la siguiente expresión: $\delta = -T_{máx.\,imp}/2\tau_{imp}$. De esta fórmula, mediante el error máximo dado en la frecuencia de

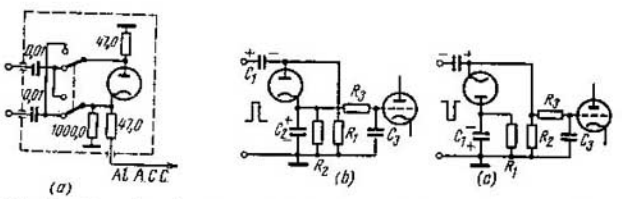


Fig. 1.25. Circuitos de voltímetros de impulsos a diodo: *a*) con entrada cerrada, para medir las tensiones de impulsos de diferente polaridad; *b*) para medir los impulsos positivos; *c*) para medir los impulsos negativos.

repetición de los impulsos más baja, se determina la constante de tiempo necesaria para el circuito de descarga del voltímetro de impulso.

La resistencia de entrada del voltímetro de impulso es mucho menor que la del voltímetro de cresta ordinario con la entrada cerrada. Esto se explica con que durante el tiempo de acción del impulso, por el diodo, pasa una corriente bastante grande. El primer impulso de corriente es especialmente elevado, ya que en este momento la corriente se limita sólo por la resistencia interna de la fuente de impulsos.

La resistencia de entrada del voltímetro de impulso se expresa como

$$R_{ent} \approx Rk_{rell}. \quad (1.25)$$

La resistencia de carga de algunos voltímetros de impulsos industriales es de 1000 MΩ y la capacidad del condensador, de 5 a 10 mil pF. Con tales resistencias de carga los problemas acerca de la calidad de los materiales aislantes que se emplean en el circuito de entrada del aparato de control, tienen valor primordial.

Las tensiones de impulsos es necesario medir en presencia de cualesquiera polaridades de los impulsos para lo cual en el voltímetro se prevé la posibilidad de conmutar los diodos (fig. 1.25*a*). En las figs. 1.25*b*, *c* se muestran los circuitos para medir la amplitud de los impulsos positivos y negativos, respectivamente. En el circuito de la fig. 1.25*b*, el impulso positivo que ingresa en la entrada del voltímetro carga rápidamente los condensadores C_1 y C_2 por medio del diodo abierto. Los condensadores se descargan lentamente en los intervalos entre los impulsos: el condensador C_1 lo hace a través de la resistencia interna de la fuente de impulsos y del resistor R_1 con el valor nominal de 47 MΩ, y el C_2 mediante la resistencia R_2 con el valor nominal de 1000 MΩ. En este resistor se crea una tensión positiva proporcional a la amplitud del impulso. Debido a la grande constante de tiempo de descarga $\tau_{desc} = C_2R_2 = 10^{-8} \cdot 10^{-9} = 10\ s$, la tensión en el resistor R_2 casi no cambia hasta el ingreso del siguiente impulso. La tensión desde el resistor R_2 por el filtro C_3R_3, ingresa a la rejilla de mando del amplificador de corriente continua.

En el circuito de la fig. 1.25*c* el diodo se abre con impulso negativo que ingresa al cátodo y los condensadores C_1 y C_2 se cargan rápidamente. Durante la ausencia del impulso, el condensador C_1 se descarga lentamente a través del resistor R_1 que tiene el valor nominal de 47 MΩ y el condensador C_2, a través del resistor R_2 con el valor nominal de 1000 MΩ y de la resistencia interna de la fuente de impulsos. Lo mismo que en el circuito anterior, la tensión de polaridad positiva se transmite al amplificador de corriente continua desde el resistor R_2 a través del filtro R_3C_3.

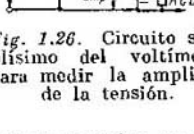


Fig. 1.26. Circuito simplísimo del voltímetro para medir la amplitud de la tensión.

Para medir la amplitud de la tensión de forma rectangular (véase la fig. 1.1*c*) se emplean circuitos especiales, uno de los cuales se muestra en la fig. 1.26. Los condensadores C_1 y C_2 se cargan por el diodo D_1 bajo la acción del semiperíodo positivo de la tensión que se mide, hasta alcanzar la tensión U_{con1} y U_{con2} que son aproximadamente iguales a la mitad de U_{arrib}. El primer semiperíodo negativo abre el segundo diodo D_2 y recarga al condensador C_1 hasta la tensión $U_{con1} = U_{abaj}$ con signo contrario respecto a la carga de U_{arrib} (los signos inferiores de C_1 en el circuito). Durante este tiempo la tensión U_{con2} se mantiene casi invariable, ya que la resistencia de carga R es considerablemente alta, de 1000 MΩ. El segundo semiperíodo positivo U_{arrib} ingresa al condensador C_1, que se encuentra en proceso de carga, el diodo D_1 y el condensador C_2 se hallan bajo la tensión $U_{arrib} + U_{abaj}$ y el propio diodo, bajo la tensión $U_{arrib} + U_{abaj} - U_{con2}$. Esta última provoca una corriente a través del diodo D_1, que carga el condensador C_2 hasta un potencial más alto. Tal proceso se repite durante varios períodos

y la tensión en el condensador C_2 crece continuamente, alcanzando el valor de la amplitud de la tensión U_{amp}. Esta tensión, como siempre, desde el resistor R ingresa al amplificador de corriente continua y después al aparato magnetoeléctrico.

La medida de tensiones de impulsos y de señales de alta frecuencia modulados por la amplitud (fig. 1.27), no representa mayores dificultades. En estos casos, la resistencia de entrada del voltímetro disminuye el doble en comparación con la citada en la expresión (1.25), ya que la energía, que carga el condensador, ingresa sólo en el transcurso de los semiperíodos positivos de alta frecuencia.

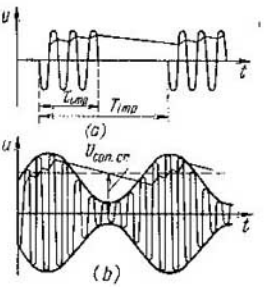


Fig. 1.27. Medida de la tensión de radioimpulsos y de las señales moduladas.

Los voltímetros para medir las tensiones de impulsos se construyen según el circuito detector — amplificador de corriente continua. Tales circuitos garantizan el paso de altas frecuencias hasta de cientos de megahertzios, lo que es indispensable para medir la mayor cantidad posible de componentes armónicos siendo las duraciones más pequeñas, es decir, para conservar la forma rectangular de los impulsos.

Las escalas de los voltímetros de impulsos se gradúan para los valores máximos de las tensiones que se miden. Los límites de medidas son desde unidades de voltios hasta 300 V. Para aumentar el límite superior de la tensión que se mide se emplean divisores capacitivos de tensión.

Es indispensable medir la alta tensión observando exactamente las reglas de la técnica de seguridad.

Compensación de la corriente inicial del tubo

El modo de funcionar los voltímetros a diodo (fig. 1.20) se ha estudiado al suponer, que la característica tensión-corriente del diodo pasa por el origen de las coordenadas o con otras palabras, que la corriente anódica en el ánodo del diodo en ausencia de la tensión a medir, es igual a cero. En realidad en cualquier diodo, con la tensión de caldeo conectada, se tiene una corriente inicial I_0 que surge a causa de la energía de liberación de los electrones del cátodo. Esta corriente provoca la desviación de la aguja del microamperímetro sin aplicar la tensión a medir y con esto reduce la longitud de funcionamiento de la escala; además esta última se hace irregular en el sector inicial.

Para eliminar este defecto, por el microamperímetro que mide la corriente anódica del diodo, se transmite la corriente compensadora I_{comp}, la cual se obtiene bien de una fuente aislada (fig. 1.28*a*), bien de un segundo diodo de compensación (fig. 1.28*b*). En el último

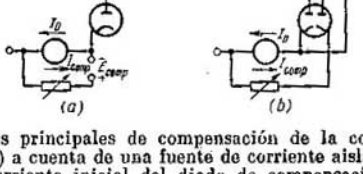


Fig. 1.28. Circuitos principales de compensación de la corriente inicial del diodo de medida: *a*) a cuenta de una fuente de corriente aislada; *b*) a cuenta de la corriente inicial del diodo de compensación.

caso la corriente compensadora es la corriente inicial del diodo. El sentido de la corriente compensadora por el instrumento es contrario al de la corriente inicial del diodo de medida mientras que sus valores se hacen iguales.

Amplificadores de corriente continua

Como ya se ha señalado, para ampliar los límites de medida de los voltímetros electrónicos el amplificador de corriente continua se conecta después del detector. La tensión rectificada que se mide en la salida del amplificador mediante el microamperímetro magnetoeléctrico, ingresa a su entrada por el filtro *RC*. Los límites de medida se regulan variando la sensibilidad de este amplificador.

Es evidente que semejante amplificador de corriente continua es en realidad un voltímetro de tensión constante. Para la medida de tensión continua es suficiente la entrada del amplificador conmutar de la salida del detector a los bornes de entrada, destinados a conectar la tensión constante.

Los amplificadores de corriente continua tienen un gran defecto y es que son inestables en el trabajo (la llamada «desviación progresiva en relación al punto cero»). Para disminuir la influencia de este defecto en la precisión de la medida, los amplificadores, como regla, se efectúan según el circuito en puente con contrarreacción.

En la fig. 1.29*a* se muestra el circuito del amplificador (de un voltímetro) de corriente continua. En este circuito los brazos del puente están formados por triodos. Los triodos L_3 y L_4 son cargas catódicas de los triodos L_1 y L_2. Los brazos del puente, realizados en los tubos L_5 y L_4, tienen una profunda reacción de intensidad (resistores R_3 y R_4) y por eso las resistencias internas de los triodos L_3 y L_4 siempre son iguales. La grande polarización negativa en sus rejillas que se obtiene a cuenta de la caída de tensión en los resistores R_3, R_4, se compensa con la tensión positiva de la salida del resistor R_8 que forma parte del divisor de tensión $R_5 - R_8$.

Los dos brazos superiores (según el circuito) también tienen profunda reacción de intensidad por medio de las resistencias de las cargas catódicas, es decir, los brazos inferiores del puente. Su régimen normal se garantiza por la polarización en las rejillas de mando, la cual se forma en el resistor R_1 a cuenta de las microcorrientes de la rejilla del tubo L_1 que pasan por este resistor. Para el equilibrio preciso del puente, se emplea la tensión de la salida del potenciómetro R_6 del divisor R_5—R_8. El momento de equilibrio se determina por la indicación cero del microamperímetro en la diagonal del puente.

La tensión constante a medir ingresa a la rejilla del tubo del primer brazo, el puente pierde el equilibrio y la aguja del microamperímetro se desvía. En calidad de resistencias adicionales y de shunts se conectan en serie y en paralelo al microamperímetro los resistores R_2, con la conmutación de los cuales varían los límites de medidas.

Si este amplificador de corriente continua entra en la composición del voltímetro de tensión alterna, entonces en lugar de la resistencia R_1, a su entrada se conecta el aparato de control, por ejemplo, tal como se muestra en la fig. 1.23. En este caso, la polarización inicial en la rejilla del tubo L_1 se crea mediante la corriente inicial del diodo del detector de cresta del aparato de control. El equilibrio del puente se controla antes de cada medida y si se necesita, se restablece con la regulación del potenciómetro R_6 del divisor de tensión R_5—R_8.

Examinemos el circuito (fig. 1.29*b*) del amplificador (voltímetro) de corriente continua, que se emplea en el conocido voltímetro ВК7-9. La primera cascada está integrada por doble triodo tipo 6Н2П-В (6N2P-V) y la segunda, por doble triodo superminiaturizado tipo 6Н16Б-В (6N16B-V). La primera etapa funciona según el circuito en contrafase con carga común en el cátodo. Durante la transmisión de la tensión que se mide a su entrada, en la salida se obtienen dos tensiones en oposición de fase, que ingresan directamente a la rejilla de mando de la válvula electrónica de la segunda cascada. La segunda cascada está hecha según el circuito del amplificador de cátodo servoasistido, que trabaja en el régimen del puente: a una diagonal se transmite la tensión de alimentación del ánodo, a la segunda, se conecta el aparato magnetoeléctrico en 100 μA con los resistores adicionales y de shunts para la conmutación de las escalas y dos tubos reguladores de tensión tipo Д814В (D814V) para la protección de las posibles sobrecargas. La profunda contrarreacción en la primera etapa y el circuito del amplificador de cátodo servoasistido en la segunda, disminuyen la desviación progresiva en relación al punto cero y garantizan una buena linealidad y coordinación con una pequeña resistencia del aparato magnetoeléctrico.

En los circuitos transistorizados se deben superar grandes dificultades al equilibrar los amplificadores de corriente continua. La inestabilidad de los parámetros en el tiempo y su dependencia con la temperatura son los obstáculos principales para el amplio

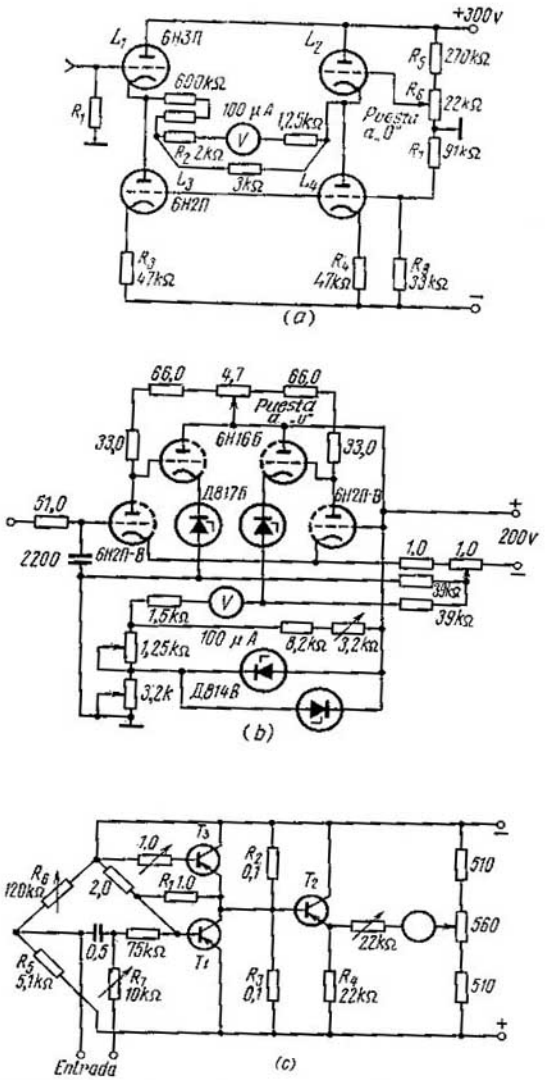


Fig. 1.29. Amplificadores de la corriente continua: *a*) circuito principal; *b*) amplificador del voltímetro ВК7-9; *c*) circuito con compensación térmica.

uso de los transistores en los circuitos de los voltímetros. Sin embargo las grandes ventajas (la duración de funcionamiento, las pequeñas dimensiones exteriores, la masa y el consumo económico de la alimentación) de los transistores obligan a buscar constantemente las soluciones esquemáticas y tecnológicas que satisfacen los altos requisitos de la técnica de medida.

Como ejemplo, en la fig. 1.29*c* se muestra circuito simplísimo asimétrico de un amplificador de corriente continua, en el cual se emplea la compensación térmica de la variación de los parámetros de los transistores. Aquí los transistores T_1 y T_2 funcionan en el régimen de amplificación y el transistor T_2 es el elemento de compensación térmica del circuito. La primera etapa está integrada por el transistor T_1 por el circuito con emisor común y contrarreacción a través del resistor R_1. En su circuito de colector se conecta como carga el transistor T_3, shuntado con los resistores R_2 y R_3. Al variar la temperatura, las resistencias de los intervalos emisor—colector de ambos transistores cambian igualmente, la relación de las tensiones en ellos queda constante y el potencial de la base del transistor T_2 tampoco varía. La segunda cascada que funciona según el circuito de colector común y de contrarreacción a través del resistor R_4, es uno de los brazos del puente, en cuya diagonal se conecta el indicador de aguja.

En la entrada del amplificador es posible la derivación de una parte de la corriente de la base del transistor T_1 a través de la resistencia de la fuente de la tensión que se mide siendo su valor pequeño. Este defecto se elimina con ayuda de los resistores R_6 y R_7 los cuales garantizan la igualdad de las caídas de tensiones en el espacio base—emisor del transistor T_1 y en el resistor R_5. Semejante amplificador se emplea en el voltímetro a transistores universal BK7-6.

Citemos como ejemplo de voltímetro electrónico moderno las breves características técnicas del voltímetro electrónico universal B7-17 (V7-17). Este se destina para medir la tensión constante, alterna sinusoidal y las resistencias.

Características técnicas

Medida de tensiones constantes:	
límites de medida	de 30 mV a 300 V
error fundamental	±2,5%
resistencia de entrada	30 MΩ
Medida de tensiones alternas:	
límites de medida	de 0,2 a 300 V
gama de frecuencias	de 20 Hz a 1000 MHz
Error fundamental para la tensión sinusoidal:	
en la gama de 20 Hz a 100 MHz	±4%
en la gama de 300 a 1000 MHz	± (10—25) %
Resistencia de entrada en las frecuencias de:	
1000 Hz	5 MΩ
100 MHz	75 kΩ
Capacidad de entrada	1,5 pF
Medida de resistencia:	
límites de medida	desde 10 hasta 1000 MΩ por cinco etapas
eror	±2,5%

Tiempo de caldeo	15 min
Potencia consumida	25 V·A
Límites de la temperatura de trabajo	desde —30 hasta +50°C
Dimensiones exteriores	225 × 205 × 180 mm
Masa	4 kg

Voltímetros de valores medios cuadráticos

Si la característica del convertidor de corriente alterna en corriente continua es cuadrática tipo $i = au + bu^2$, la corriente en el circuito de salida del convertidor es proporcional al cudrado del valor medio cuadrático (efectivo) de la tensión.

Como se sabe, el cuadrado del valor medio cuadrático de la tensión en forma compleja es igual a la suma de los cuadrados de los valores medios cuadráticos de cada componente. De aquí se desprende, que la corriente del detector con característica cuadrática es proporcional al cuadrado del valor efectivo de la tensión efectiva de cualquier forma. Por eso las indicaciones del voltímetro con el convertidor cuadrático son proporcionales al valor efectivo de la tensión que se mide, independientemente de la forma de esta última. En particular, tal voltímetro puede medir también las tensiones de ruido.

En las medidas radioeléctricas en calidad de voltímetros de valores medios cuadráticos se emplean voltímetros termoeléctricos, electrónicos y electrostáticos con convertidores cuadráticos.

El voltímetro termoeléctrico (*termovoltímetro*) representa en sí un miliamperímetro termocupla con un resistor adicional R_{ad} conectado en serie (fig. 1.30). La gama de frecuencia de medida depende solamente del miliamperímetro termocupla. Para disminuir la fuga de corriente a través de la capacidad parásita instrumento-tierra, el miliamperímetro siempre se conecta al punto de puesta a tierra del circuito. La fuga de corriente a través de la capacidad resistor-tierra puede considerarse como error sistemático que varía con la frecuencia.

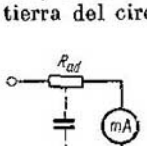


Fig. 1.30. Circuito principal del termovoltímetro.

La resistencia de entrada del termovoltímetro se determina según la corriente que pasa por el termoconvertidor. Esta corriente no puede ser menor de 10 ó 15 mA, y por eso el valor de la resistencia de entrada es cerca de 70 Ω/V. El error fundamental es del 1 al 1,5%. La escala del voltímetro es irregular.

La sensibilidad y la pequeña resistencia de entrada limita la esfera de empleo de tales voltímetros en las medidas de radio. Para aumentar la sensibilidad y la resistencia de entrada delante del convertidor termoeléctrico se conecta el amplificador de banda ancha

de tensión alterna de alta calidad de acuerdo con el circuito mostrado en la fig. 1.11*a*. Esta solución permite crear milivoltímetros de valor medio cuadrático que funcionan en la gama de frecuencias de 40 Hz a 300 kHz, con un error fundamental del ± (1,5 al 2,5)% y una resistencia de entrada no menor de 1 MΩ, por ejemplo, el voltímetro B3-20 (V3-20) y el voltímetro que lo reemplaza B3-40 (V3-40).

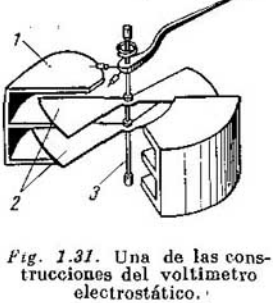


Fig. 1.31. Una de las construcciones del voltímetro electrostático.

El voltímetro electrostático representa en sí un condensador variable, cuyas placas móviles se desplazan con respecto a las fijas, bajo la acción de la tensión aplicada (fig. 1.31). El momento de rotación surge a causa de la interracción de las placas cargadas y se equilibra con ayuda del momento resistente creado por la flexibilidad del muelle o por los tirantes (de los hilos), en los cuales se cuelgan las placas móviles. La aguja indicadora se une directamente o a través de correspondientes tirantes a las placas móviles. A veces, en lugar de la aguja, se sujeta al hilo un pequeño espejo, el cual proyecta un rayo luminoso sobre la escala mate.

La desviación de las placas móviles es proporcional al cuadrado del valor medio cuadrático (efectivo) de la tensión alterna, por eso la escala del voltímetro electrostático es no lineal. Al emplear placas de forma especial, se consigue hacer lineal la escala en algunos límites, pero su principio queda sin utilizar.

Con ayuda de los voltímetros electrostáticos es posible medir tanto las tensiones constantes como las alternas, en una banda de frecuencias muy amplia, hasta 30 MHz. Su resistencia óhmica de entrada es extraordinariamente grande (de decenas de megohmios), puesto que ellos consumen muy poca potencia. La reactancia se determina por la capacidad de entrada, que tiene diferente valor en distintos instrumentos (desde 4 hasta 15 pF), y, lo más importante, varía durante el proceso de medida, ya que la distancia entre las placas en el mecanismo del voltímetro cambia.

Los voltímetros electrostáticos se fabrican con diferentes límites de medida, de un límite con escalas de 75, 150, 300, 600, 1000, 1500 y 3000 V [tipos C-53 (S-53) y C-50 (S-50)] y de tres límites [C-101 (S-101)] con escalas de 100, 200 y 300 kV. El error de estos instrumentos corresponde a la clase de precisión 0,5; 1,0; 1,5. Hasta la frecuencia de 5 MHz el error de medida corresponde a estas clases y en frencuencias más altas aumenta hasta el ±5%. La escala del voltímetro se gradúa para los valores medios cuadráticos (efectivos) y la graduación no depende de la forma de la tensión que se mide.

Los siguientes defectos que pertenecen a los defectos fundamentales de los voltímetros electrónicos son:

— la poca sensibilidad (la indicación mínima es de 3—5 V);
— no linealidad de la escala y la imposibilidad de graduarla al principio (la pérdida es desde el 15 hasta el 30%);
— dependencia de la capacidad de entrada respecto a la tensión que se mide;
— peligro de ruptura entre las placas, que conduce a una avería total del instrumento.

A causa de estos defectos, los voltímetros electrostáticos se emplean sólo en el caso, si no hay otros aparatos para medir la

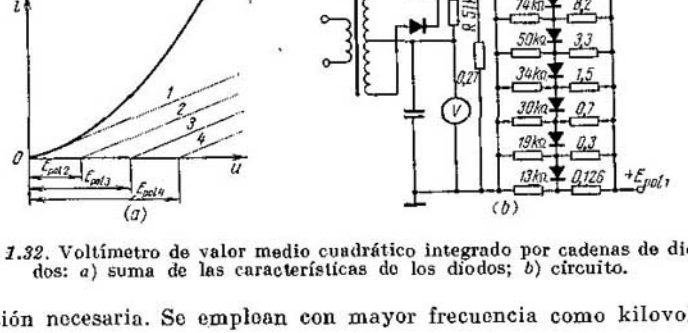


Fig. 1.32. Voltímetro de valor medio cuadrático integrado por cadenas de diodos: *a*) suma de las características de los diodos; *b*) circuito.

tensión necesaria. Se emplean con mayor frecuencia como kilovoltímetros.

Voltímetro electrónico de valor medio cuadrático. En este voltímetro como convertidor (en el circuito de la fig. 1.11*a*) se emplea un diodo semiconductor, cuya característica tensión-corriente tiene la parte inicial cuadrática. Sin embargo, esta parte es muy pequeña (sólo de 0,2 a 0,3 V), por eso se emplea una cadena en serie de diodos semiconductores, en cada uno de los cuales se aplica una tensión, que aumenta poco a poco y desplaza el punto de funcionamiento. La característica cuadrática de la cadena de diodos se obtiene por medio de la adición de los segmentos lineales de las características tensión-corriente de diferentes diodos (fig. 1.32*a*). Mientras la amplitud de la tensión que se mide sea menor que la tensión de polarización, el diodo permanecerá cerrado. Simultáneamente se abre tal número de diodos, cuya tensión de polarización total es menor o igual a la amplitud de la tensión que se mide. En la fig. 1.32*b* se muestra el circuito del voltímetro cuadrático del aparato medidor C6-1A (S6-1A) (del medidor de distorsiones no lineales). La tensión alterna a medir se transforma por medio del rectificador bifásico lineal, que funciona en los diodos Д2Д (D2D), en la corriente rectificada

proporcional que pasa a través del resistor de carga R y del micro amperímetro magnetoeléctrico. La cadena de diodos se conecta en paralelo con estos elementos. Esta cadena consta de los diodos Д106 (D106) y Д2Д, debido a ella las indicaciones del microamperímetro se hacen proporcionales al valor efectivo de la tensión a medir. El voltímetro tiene una gama de frecuencias relativamente pequeña (desde 20 Hz hasta 200 kHz), pero es sencillo y cómodo para medir las tensiones de forma compleja y los ruidos. El error en frecuencias hasta 100 kHz es del 4% y desde 100 hasta 200 kHz, del 10%. El error tan grande se explica por la inexactitud de la característica cuadrática de la cadena de diodos y en frecuencias superiores, por la acción de la capacidad parásita de los diodos y los resistores del divisor de la tensión de polarización.

Voltímetros electrónicos de tensión constante

En los dispositivos radioeléctricos frecuentemente debe medirse la tensión constante en secciones del circuito, cuya resistencia alcanza decenas y cientos de kΩ, y a veces varios megohmios. La resistencia de entrada de los voltímetros, útiles para semejantes mediciones,

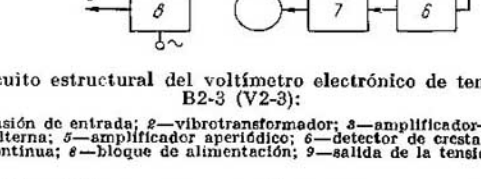


Fig. 1.33. Circuito estructural del voltímetro electrónico de tensión constante B2-3 (V2-3):

1—divisor de tensión de entrada; *2*—vibrotransformador; *3*—amplificador-selector; *4*—divisor de tensión alterna; *5*—amplificador aperiódico; *6*—detector de cresta; *7*—amplificador de corriente continua; *8*—bloque de alimentación; *9*—salida de la tensión de referencia

debe ser de 50 a 100 veces mayor. Es evidente, que sólo los voltímetros electrónicos pueden tener tal resistencia.

El más simple voltímetro de corriente continua representa en sí un amplificador de corriente continua, en la entrada del cual se conecta un divisor de tensión y en la salida, un aparato magnetoeléctrico con escala graduada para unidades de tensión. Está claro que cualquier voltímetro electrónico construido por el circuito estructural de la fig. 1.11*b*, puede medir una tensión constante con el convertidor desconectado. La resistencia de entrada de tal voltímetro es de 10 a 30 MΩ. Los límites de medidas son desde 0,1 hasta 500 V; con divisor de tensión alcanzan hasta 20 kV.

El defecto del voltímetro estudiado es la imposibilidad de aumentar su sensibilidad. Los voltímetros electrónicos de alta sensibilidad

de corriente continua (microvoltímetros y milivoltímetros) se construyen transformando la tensión constante en alterna de frecuencia fija, la cual después se aumenta con el amplificador selector y se mide con el voltímetro de crestas (de puntas) (fig. 1.33). Como ejemplos de tales voltímetros pueden servir el milivoltímetro B2-3 (V2-3) con límites de medidas de 0,3 a 1000 mV, con un error fundamental del ±4% y con resistencia de entrada de 2 y de 5 MΩ y su modificación, es decir, el microvoltímetro B2-11 (V2-11) con límites de medida de 5μV a 1 V, con un error del 6% (hasta 30μV), 4% (hasta 300μV), 2,5% (hasta 1 mV), 1,5% (hasta 3 mV) y 1% en los demás valores y con una resistencia de entrada de 10 MΩ (hasta 30μV), 30 MΩ (hasta 100 μV), 100 MΩ (hasta 300μV) y 300 MΩ en las demás escalas.

Voltímetros selectivos

Los llamados voltímetros selectivos se emplean para medir las tensiones de alta frecuencia en presencia de perturbaciones (interferencias) o de las componentes de tensiones de forma compleja. Ellos representan en sí voltímetros electrónicos, en cuya entrada se conectan dispositivos selectivos sintonizables. Estos se realizan según el circuito de amplificadores selectivos de resistores o empleando el principio de heterodino.

En la fig. 1.34*a* se muestra el circuito estructural de un voltímetro selectivo con amplificador de reajuste. El atenuador calibrado de entrada es conmutador

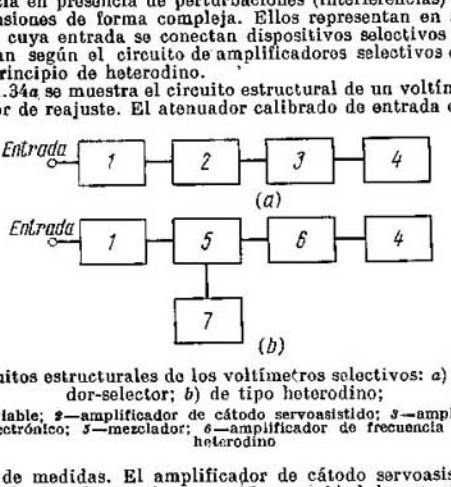


Fig. 1.34. Circuitos estructurales de los voltímetros selectivos: *a*) con amplificador-selector; *b*) de tipo heterodino;

1—atenuador variable; *2*—amplificador de cátodo servoasistido; *3*—amplificador-selector; *4*—voltímetro electrónico; *5*—mezclador; *6*—amplificador de frecuencia intermedia; *7*—heterodino

de los límites de medidas. El amplificador de cátodo servoasistido garantiza una resistencia de entrada grande y pequeña capacidad de entrada del voltímetro. El amplificador se sintoniza en la frecuencia requerida; su amplificación se mantiene constante durante toda la gama de funcionamiento de frecuencias. La banda pasante del amplificador es aproximadamente el 1% de la frecuencia, en la cual se realiza la medida, es decir, en la cual éste se sintoniza. En la salida del amplificador se conecta un voltímetro electrónico. Todo el sistema se calibra desde el generador de señales de medición externas. Los voltímetros selectivos con amplificadores selectivos se emplean en bajas frecuencias.

En altas frecuencias se emplean aparatos, cuyo circuito estructural (fig. 1.34*b*) es análogo al receptor superheterodino sin proselector. El reajuste se realiza mediante el circuito del heterodino. El amplificador de frecuencia intermedia posee gran selectividad lo que se garantiza con el empleo de filtros

hechos de resonadores de placa de cuarzo, o con circuitos resonantes de alta calidad y también con la introducción de una contrarreacción, la que en frecuencia de resonancia se compensa con una reacción positiva. La banda pasante de los voltímetros selectivos de heterodino es de varios hertzios.

Voltímetros de indicación numérica

Actualmente se presta mucha atención al aumento de la precisión y de la rapidez de la medida de tensión. Los voltímetros de bobina móvil no pueden asegurar la velocidad de medida requerida,

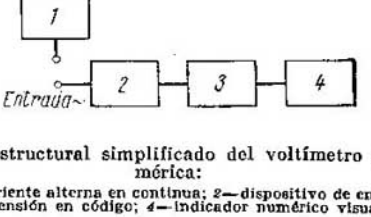


Fig. 1.35. Circuito estructural simplificado del voltímetro de indicación numérica:
1—transformador de corriente alterna en continua; *2*—dispositivo de entrada; *3*—convertidor de tensión en código; *4*—indicador numérico visual

debido a la remanencia en la parte móvil de los indicadores magnetoeléctricos, y la precisión de la lectura por la escala de los voltímetros electrónicos no es más del 2 al 3% sin tener en cuenta los errores complementarios.

La solución de este problema difícil es la creación de nuevos instrumentos de medidas, es decir, voltímetros de indicación numérica. Este nombre lo obtuvieron porque el resultado de la medida aparece en forma de cifras luminosas en el panel delantero del instrumento. Los voltímetros de indicación numérica se predestinan para medir la tensión constante o la que varía lentamente. Para medir la tensión alterna es necesario previamente transformarla en constante.

Cualquier voltímetro de indicación numérica se construye de acuerdo con el circuito que se muestra en la fig. 1.35. El dispositivo de entrada consta del divisor de tensión, destinado a variar los límites de medida, y del filtro que no deja pasar tensiones ajenas al circuito, por ejemplo, el zumbido de la corriente alterna, las inducciones de los campos exteriores, etc. Para medir la tensión alterna se conecta, delante del dispositivo de entrada, un convertidor de tensión alterna en constante.

La tensión, después del dispositivo de entrada, ingresa al bloque principal del voltímetro, o sea, al convertidor de la tensión en código digital. En este convertidor se iguala el valor de la tensión que se mide con la tensión patrón que se forma en el circuito del voltímetro.

En el momento de la igualdad de la tensión a medir y la patrón, el convertidor da cierta combinación de impulsos o como se dice, elabora el código. Esta combinación (código) ingresa al indicador numérico visual que fija el valor correspondiente de la tensión que se mide.

Los convertidores de la tensión en código se dividen en electromecánicos y electrónicos. Los primeros permiten obtener el tiempo de una medida igual a 2 s y los segundos, igual a centenas e incluso

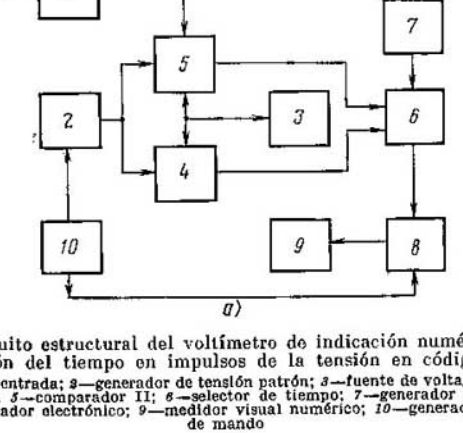


Fig. 1.36. Circuito estructural del voltímetro de indicación numérica con conversión del tiempo en impulsos de la tensión en código:
1—dispositivo de entrada; *2*—generador de tensión patrón; *3*—fuente de voltaje de referencia; *4*—comparador I; *5*—comparador II; *6*—selector de tiempo; *7*—generador de impulsos de cómputo; *8*—contador electrónico; *9*—medidor visual numérico; *10*—generador de impulsos de mando

milésimas de segundos. El principio de acción de los convertidores electrónicos se basa en la transformación tiempo-impulso, de número-impulso, de frecuencia y de amplitud. Los convertidores de transformación de tiempo-impulso obtuvieron una mayor difusión.

Estudiemos en forma simplificada el funcionamiento del voltímetro numérico con transformación de tiempo-impulso de la tensión en código. El convertidor (fig. 1.36) consta del generador de tensión patrón que crece linealmente *2* (voltaje dentado), del generador de impulsos de cómputo *7* con alta estabilidad de la frecuencia de repetición, de dos comparadores *4* y *5*, del selector de tiempo *6* y del contador electrónico *8*. Para la disminución del error de medida en el convertidor se prevé una fuente de tensión de referencia constante de alta estabilidad *3*.

La duración del ciclo de conversión se determina por la relación de repetición de los impulsos, que se obtienen del generador de impulsos de mando *10*, el cual es dispositivo de sincronización de todos los nodos (centros) del convertidor, que dan un número de medidas

por segundo. Los impulsos de mando ponen en marcha al generador de tensión entre líneas patrón *2* y vuelven al reposo el contador electrónico *8* y el indicador numérico visual (digital-óptico) *9*. Además de la repetición automática de los ciclos de medida, existe la posibilidad del arranque a mano por un ciclo, mediante el cierre del contacto correspondiente antes de cada medida unitaria.

Examinemos el proceso de medida de la tensión U_x en el transcurso de un ciclo (fig. 1.37). Después de la conexión del voltímetro y

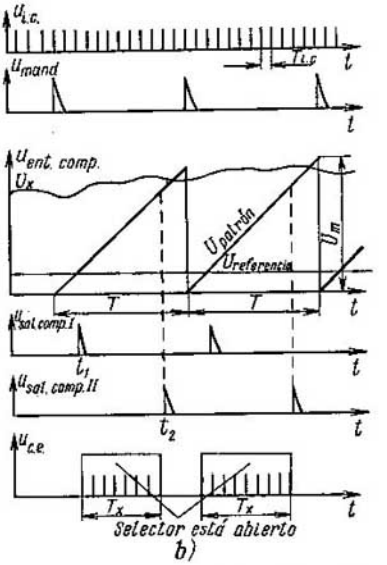


Fig. 1.37. Diagramas de corrientes y tensiones del voltímetro de indicación numérica.

de su caldeo, desde el generador de impulsos de cómputo a la entrada *a* del selector de tiempo ingresan constantemente impulsos de cómputo con una frecuencia de repetición $f_{imp.\ comp}$; a la entrada del comparador *I* se da la tensión de referencia U_{ref}; a las entradas del comparador *II* la tensión de referencia y la que se mide, las cuales en este comparador se suman $U_x + U_{ref}$. El voltímetro está preparado para funcionar. En el momento de aparecer el impulso de disparo se inicia el ciclo de medida desde el generador de impulsos de mando. El generador de tensión patrón empieza a engendrar la tensión que crece linealmente, la cual ingresa a los comparadores. Cuando la tensión patrón se hace igual a la de referencia, en la salida del compa-

rador *I* se forma un impulso de corta duración, que abre el selector de tiempo en el momento t_1 (fig. 1.37); y siendo la tensión patrón igual a la suma de referencia y la que se mide $U_{pat} = U_{ref} + U_x$, en la salida del comparador *II* se forma un impulso que cierra el selector de tiempo en el momento de tiempo t_2.

Durante el intervalo de tiempo $T_x = t_2 - t_1$, el selector de tiempo está abierto y cierta cantidad N de impulsos de cómputo llega al contador electrónico. De la fig. 1.37, se ve claramente que:

$$\frac{U_m}{T} = \frac{U_x - U_{ref}}{T_x},$$

donde U_m es el valor máximo de la tensión patrón y T es la duración del ciclo de medida. Por eso, el valor incógnito de la tensión a medir es igual a:

$$U_x = \frac{U_m}{T} T_x + U_{ref}. \qquad (1.26)$$

La frecuencia de repetición de los impulsos de cómputo $f_{imp.\ comp}$ es constante y por eso el número de impulsos N, pasados por el selector de tiempo, depende solamente del intervalo de tiempo cuando éste se encuentra abierto, es decir, de la duración T_x:

$$T_x = NT_{imp.\ comp} = \frac{N}{f_{imp.\ comp}}. \qquad (1.27)$$

Al sustituir la fórmula (1.27) en (1.26), se obtiene:

$$U_x = \frac{U_m}{T} T_{imp.\ comp} N + U_{ref}. \qquad (1.28)$$

Para el voltímetro dado el valor de la relación $\frac{U_m}{T}$, es decir, la velocidad del aumento de la tensión entre líneas, la frecuencia (el período) de repetición de los impulsos de cómputo y el valor de la tensión constante de referencia, son cantidades constantes, por esta razón la fórmula (1.28) se puede presentar como

$$U_x = aN + U_{ref},$$

donde $a = \frac{U_m}{Tf_{imp.\ comp}}$ es el coeficiente constante, y la tensión que fue medida, se expresa por el número de impulsos de cómputos que llegan al contador eléctrico.

Para disminuir el error de medida, el número de impulsos de cómputo que pasan a través del selector abierto, debe ser lo mayor posible, por consecuencia, el coeficiente a debe ser una fracción pequeña. Esto se logra con facilidad si la frecuencia del generador de impulsos de cómputo es suficientemente alta.

Los ciclos siguen uno tras el otro continuamente, siendo el régimen de medida automático.

Los voltímetros de indicación numérica tienen considerables ventajas en comparación con los de la bobina móvil, las más importan-

tes de las cuales son: pequeños errores, el 1% y menos; comodidad de lectura; proceso automatizado de medida y gran velocidad de funcionamiento, hasta de varios cientos de medidas por segundo. Es fácil de emplear el resultado de la medida obtenido en forma de señal eléctrica para controlar las impresoras numéricas, para introducir en los operadores o para transmitir por las líneas de telecomunicaciones a largas distancias.

Los defectos de los voltímetros de indicación numérica son la complejidad del circuito, el elevado costo y las excesivas dimensiones exteriores. Sin embargo, estos defectos son temporales. El empleo de elementos semiconductores y grupos integrales dan la posibilidad de reducir las dimensiones exteriores, la potencia consumida, simplificar la tecnología de producción y elevar la seguridad de los instrumentos.

A continuación se dan las características técnicas de dos voltímetros de indicación numérica.

El voltímetro de indicación numérica electromecánico de corriente continua **Ш-1512** se predestina para medidas precisas de tensión en laboratorios y en condiciones de los talleres. El valor de la tensión a medir se da como indicación de seis cifras en un renglón, señalando la coma y la polaridad. En el voltímetro se prevé una salida para conectar la impresora numérica.

Características técnicas fundamentales

Límites de medida	1—10—100—1000 V
Poder de resolución	100μ V
Error de medida	el 0,1% de la indicación, el ±0,05% del límite final
Resistencia de entrada	10 MΩ
Velocidad de funcionamiento	500 mediciones por segundo
Elección de la polaridad	automática
Régimen de trabajo	simple (por medio del botón y del sincronizador) y periódico
Dimensiones exteriores	550 × 205 × 450 mm
Masa	35 kg
Alimentación	de la red de corriente alterna de 220 V ±10%, a frecuencia de 50 Hz
Potencia consumida	no más de 60 V·A

El voltímetro de indicación numérica electrónico **B7-16** (*V7-16*) se predestina para medir la tensión constante y alterna así como las resistencias. Tiene salida hacia la impresora numérica. Está integrado por microcircuitos y dispositivos semiconductores.

Características técnicas fundamentales

Límites de medidas	
de la tensión constante y alterna	de 1 a 1000 V con discontinuidad 100 μV
de las resistencias	de 1 kΩ a 10 MΩ con discontinuidad de 0,1 Ω a 1,0 kΩ
Gama de frecuencias	de 20 Hz a 100 kHz
Duración del período de medida	2 y 20 ms

Error de medida de las tensiones constantes con 20 ms de duración de las alternas:	$(0{,}1+0{,}1\ U_{máx}/U_x)$ %
en gama hasta 20 kHz	$(0{,}2+0{,}02\ U_{máx}/U_x)$ %
en la gama desde 20 hasta 50 kHz	$(1+0{,}1\ U_{máx}/U_x)$ %
en la gama desde 50 hasta 100 kHz	$(1{,}5+0{,}1\ U_{máx}/U_x)$ % donde $U_{máx}$ es el valor final establecido de límite de la medida, U_x es la indicación del instrumento
de las resistencias	$(0{,}2+0{,}05\ R_{máx}/R_x)$ %
Resistencia de entrada	de 5 a 10 MΩ
Dimensiones exteriores	360 × 140 × 360 mm
Masa	12 kg.

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿Qué sistemas de los instrumentos de medida son aptos para la medida de corriente de alta frecuencia y por qué?
2. ¿Cuáles son las causas de los errores de medidas de los termoamperímetros?
3. ¿A qué es proporcional la indicación de los voltímetros de válvulas?
4. ¿Qué limita la gama de frecuencia de las tensiones que se miden por los voltímetros de válvulas?
5. ¿De qué depende la resistencia de entrada del voltímetro electrónico y cómo varía con la frecuencia?
6. ¿Cómo trabaja el circuito del voltímetro a diodo de cresta con la entrada cerrada?
7. ¿Por qué la graduación de la escala del voltímetro de valor cuadrático no depende de la forma de la tensión que se mide?
8. Nombre las características técnicas fundamentales de los voltímetros electrostáticos.
9. ¿Cuáles son los circuitos estructurales de los voltímetros electrónicos de corriente continua?
10. ¿Cuál es el principio de funcionamiento del voltímetro de indicación numérica con conversión tiempo-impulso?

2
Osciladores de medida

2.1. NOCIONES GENERALES

Los circuitos radioeléctricos, los instrumentos y los dispositivos deben sintonizarse y controlarse en condiciones reales de su funcionamiento. Esto significa, en particular, que a sus entradas deben transmitirse señales de ensayo con la frecuencia, el valor y la forma correspondiente. Los aparatos que crean las señales con frecuencia, valor y formas conocidas se denominan osciladores de medida. Ellos pertenecen al subgrupo Г (G).

Los osciladores de medida de acuerdo con la gama de frecuencias que se generan, se dividen en lo fundamental en generadores de señales: *de bajas frecuencias* Г3 (G3) . . . y *de altas frecuencias* Г4 (G4)... Los últimos incluyen los generadores de radiofrecuencias, de ultraaltas frecuencias y superelevadas.

Según la forma de las oscilaciones, se distinguen los osciladores de medida de señales *sinusoidales* Г3 y Г4..., generadores de *impulsos* Г5..., de señales *de ruido* Г2..., de señales de forma especial Г6... y de exploración de frecuencia (*productor de taballo*) Г8...

A todos los generadores se les presentan las siguientes exigencias fundamentales:

— gama de frecuencias lo más ancha posible;
— alta precisión del reglaje de frecuencia;
— alta estabilidad de la frecuencia que se genera;
— conservación de la forma dada de las oscilaciones generadas;
— amplios límites de variación de la tensión de salida o de la potencia de salida;
— constancia de la tensión o de la potencia de salida establecidas por una gama de frecuencias;

— buen blindaje.

Generalmente la potencia obtenida de los osciladores de medida es pequeña (oscila en los límites de las fracciones decimales de vatio hasta decenas de vatios), por eso no tiene sentido exigir alto rendimiento.

La gama de frecuencias ancha de los osciladores de medida se alcanza frecuentemente introduciendo subgamas parciales. La anchura relativa de la gama de frecuencias generadas (llamada cobertura de frecuencias) será tanto más ancha, cuanto menor sea la frecuencia. Por ejemplo, la gama de frecuencias de los generadores Г 3-33 (G3-33) y Г3-56 (G3-56) es desde 20 hasta 200 000 Hz, es decir, la cobertura es igual a 10 000; la gama de frecuencias del generador Г4-18А (G4-18A) es desde 100 kHz hasta 35 MHz (la cobertura es igual a 350); la gama de frecuencias del generador Г4-102 (G4-102) es desde 100 kHz hasta 50 MHz (la cobertura es igual a 500) y la gama de frecuencias del generador de frecuencia superelevada СВЧГ4-56 (SVChГ4-56) es desde 8500 hasta 9700 MHz, es decir, la cobertura alcanza sólo a 1,1. Tal diferencia en la anchura de las gamas de frecuencias se explica mediante las particularidades de construcción de los sistemas oscilatorios de los generadores.

La alta precisión del reglaje de la frecuencia requerida se asegura empleando mecanismos de los órganos de sintonización sin juego de alta calidad, frecuentemente con gran deceleración de rotación (denominados vernieres), con escalas de amplias dimensiones y con grabado nítido de las cifras e indicadores. Para eliminar el error en el paralaje, en casos muy importantes, se emplean indicadores ópticos con «agujas sombrías». La precisión relativa del reglaje de frecuencia se eleva con el aumento de la frecuencia. Así, la precisión del reglaje de la frecuencia de los generadores de bajas frecuencias es cerca del 2%, la de los generadores de altas frecuencias, cerca del 1% y la de los de frecuencias superelevadas es centésimas de por ciento. Al aumentar la frecuencia, el error absoluto del reglaje de frecuencia crece.

La alta estabilidad de la frecuencia generada es una exigencia importante a los osciladores de medidas. Como la mayoría de los osciladores de medida tienen sintonización gradual de la frecuencia en los límites de las subgamas, no es posible emplear estabilización de cuarzo o semejante a éste. Por eso se debe llevar una lucha constante con todos los factores destabilizadores. A ellos les pertenecen: la variación de los tamaños geométricos de los elementos de los circuitos oscilantes (debido al cambio de temperatura del medio ambiente o a las deformaciones mecánicas), de los parámetros de los aparatos electrónicos, de los parámetros eléctricos de las piezas que entran en el circuito, y de la tensión de la red de alimentación, así como la acción de la carga del generador.

La variación de las dimensiones geométricas de las bobinas de inductancia al cambiar la temperatura disminuye con el empleo de un tipo especial de arrollamiento, la variación de las dimensiones

de los condensadores variables disminuye con el empleo de una aleación de invar, que prácticamente no se dilata al calentarse. Las deformaciones mecánicas se eliminan utilizando estructuras y montaje rígidos. La variación de los parámetros de los aparatos eléctricos durante el funcionamiento del generador disminuye mediante la estabilización de las fuentes de alimentación, o sea, de los rectificadores, así como usando tubos y transistores selectivos especiales eligiendo un régimen suave de su trabajo. Los condensadores fijos, las bobinas de inductancia y los resistores se emplean sólo de la más alta calidad, con parámetros eléctricos constantes durante el funcionamiento en los intervalos dados de tensiones, corrientes, temperaturas y humedad.

Además, la estabilidad de la frecuencia generada, se mejora empleando sistemas oscilatorios (circuitos, líneas largas, resonadores de cavidad) de alto factor de calidad y circuitos de generación que garantizan una estabilidad elevada.

La acción de la carga variable de los osciladores de medida se debilita al conectar el divisor de tensión con resistencia de entrada fija (atenuadores) o al introducir en el circuito, después del generador de autoexcitación, una etapa amplificadora que funciona sin corrientes de rejilla y por eso prácticamente no carga el generador. Estas etapas amplificadoras se denominan *amortiguadoras* (o compensadoras).

De este modo, usando todos los métodos indicados contra las causas de la destabilización, de los osciladores de medida se puede obtener una tensión, cuya frecuencia posee una inestabilidad del orden de 10^{-4}.

La forma dada de las oscilaciones generadas se conserva gracias a la pequeña distorsión no lineal en las etapas amplificadoras de estas oscilaciones y a la posibilidad de adaptación de la resistencia de salida del oscilador de medida con la carga.

Los amplios límites de variación de la tensión de salida o de la potencia de salida se alcanzan con ayuda de divisores de tensión graduales o escalonados, o sea, de atenuadores. Para abastecer con tensión de entrada a los dispositivos de medida de alta sensibilidad, por ejemplo, a los receptores profesionales, a los amplificadores de radiodifusión, etc., es necesario disminuir la tensión de salida de los osciladores de medida de señales de bajas y altas frecuencias en cientos de miles y millones de veces (de 100 a 120 dB), y la potencia de salida de los generadores de frecuencias superelevadas, en cientos de millones de veces.

La constancia de la tensión o de la potencia *de salida establecida*, se garantiza utilizando una contrarreacción y en determinados casos, los circuitos especiales que regulan automáticamente el nivel de salida. La inestabilidad de la tensión de salida de los generadores de bajas frecuencias es del 4 al 6% y la de los generadores de altas frecuencias y superelevadas es de 0,1 a 0,3 dB.

El blindaje seguro de los osciladores de medida, (sobre todo de los de frecuencias altas y superelevadas) además de sus bornes de salida, es indispensable para atenuar la radiación de la energía electromagnética. Tal radiación crea perturbaciones radiofónicas en el espacio circundante, que dificultan el trabajo de los aparatos de radio.

Los blindajes se realizan de cobre, de aluminio o de sus aleaciones de correspondiente espesor. Como siempre ellos tienen orificios (para los ejes de las manivelas de control y para los cables de alimentación), es complicado realizar un buen blindaje.

Además de los requisitos fundamentales enumerados, los generadores de cada subgrupo tienen algunos requisitos específicos que se citan más adelante. Allí mismo se muestra de qué modo se satisfacen estos requisitos.

2.2. GENERADORES DE SEÑALES DE BAJA FRECUENCIA

Los osciladores de medidas de señales de baja frecuencia, se destinan para regular y experimentar los amplificadores de baja frecuencia, de las etapas de baja frecuencia de los receptores, de los moduladores, de los filtros, de los altoparlantes, etc. Estos generadores son fuentes de señales de prueba durante el trazado de las curvas características de frecuencia, amplitudes y modulaciones durante la determinación de la no linealidad. También se emplean al medir la inductancia, capacidad, frecuencia, fase y en muchos otros casos que se encuentran en la práctica de las mediciones radioeléctricas.

Hasta hace poco tiempo se producían los generadores de baja frecuencia con gamas desde 20 hasta 20 000 Hz, por eso se denominaban, y aún ahora frecuentemente se denominan, generadores de audiofrecuencias (frecuencias vocales) o de ondas acústicas. En los últimos años de la década del cincuenta, empezaron a producirse los generadores con gama de frecuencia ampliada: desde 0,01 Hz (los generadores de frecuencias infraacústicas y de ondas acústicas) hasta 200 000 e incluso hasta 1 MHz (generadores de frecuencias de ondas acústicas y ultraacústicas).

A los generadores de bajas frecuencias se les plantean los siguientes requisitos fundamentales:

— ancha gama de frecuencias de las oscilaciones generadas;
— alta precisión de la graduación de la escala para la frecuencia;
— alta estabilidad de la frecuencia;
— buena uniformidad de la característica de frecuencia;
— pequeño coeficiente de armónicos de la tensión de salida;
— amplios límites de variación de la tensión y la potencia de salida;
— posibilidad de adaptación de la resistencia de salida del generador con la resistencia de carga.

El conjunto de las magnitudes de los puntos enumerados, así como de la potencia consumida de la red, de las dimensiones exterio-

res, de la masa del aparato y de los datos sobre las condiciones normales de su funcionamiento, contiene los datos técnicos necesarios y suficientes para caracterizar cada tipo de generador.

Los osciladores de medida de baja frecuencia se dividen, según la solución esquemática, en generadores de circuitos LC, RC y en generadores de batimientos. La frecuencia en los generadores de circuitos LC se determina por las inductancias y capacidades de sus circuitos oscilantes; en los generadores de circuitos RC, por las resistencias y capacidades y en los generadores de batimientos, por la diferencia entre las dos frecuencias altas.

Los generadores de circuitos LC no obtuvieron amplia difusión, ya que para el recubrimiento de la gama de bajas frecuencias, los circuitos oscilantes resultan demasiado grandes y caros. Los generadores de circuitos LC calculados en algunas frecuencias fijas, estabilizadas por cuarzo, encontraron cierto empleo.

Los generadores de circuitos RC tuvieron una gran aceptación (fig. 2.1*a*) debido a su simplicidad y buena calidad. La parte fundamental del generador de circuito RC es el *generador de autoexcitación*. En este caso representa en sí un amplificador bietápico (fig. 2.1*b*), cuya salida se une con la entrada mediante los resistores R_1 y R_2 y los condensadores C_1 y C_2, que constituyen el llamado circuito de puesta en fase. A través de este circuito de puesta en fase, se lleva a cabo la reacción positiva, a causa de la cual surge la generación. Como se sabe del curso de la radiotécnica, la condición indispensable para generar es el cumplimiento del equilibrio de fase y de amplitud.

Examinemos el funcionamiento del circuito, para esto designamos el dipolo R_1C_1 por $\dot{Z}_1$, y R_2C_2 por $\dot{Z}_2$. La capacidad del condensador separador C_{sep} se elige tan grande que su resistencia se puede menospreciar. Entonces la tensión de reacción U_{reac}, que se toma del primer tubo del dipolo $\dot{Z}_2$ a la rejilla:

$$\dot{U}_{reac} = \dot{U}_{sal}\dot{Z}_2/(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2). \tag{2.1}$$

Puesto que $\dot{Z}_1 = R_1 + 1/i\omega C_1$ y $\dot{Z}_2 = R_2/(1 + i\omega C_2 R_2)$, entonces

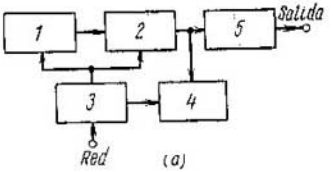
$$\dot{U}_{reac} = \dot{U}_{sal}\frac{R_2/(1+j\omega C_2 R_2)}{R_1+1/i\omega C_1+R_2/(1+i\omega C_2 R_2)}.$$

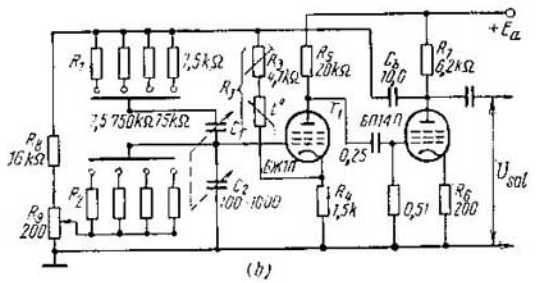
Prácticamente, $\dot{Z}_1$ y $\dot{Z}_2$ se realizan siempre de manera que $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$. Por eso, después de simples transformaciones obtenemos:

$$\dot{U}_{reac} = \frac{\dot{U}_{sal}}{3+i\,(\omega RC - 1/\omega RC)} \tag{2.2}$$

Para efectuar el equilibrio de fase, es necesario y suficiente que la parte imaginaria del denominador sea igual a cero, es decir, $\omega RC = 1/\omega RC$, de donde

$$\omega = 1/RC \tag{2.3}$$





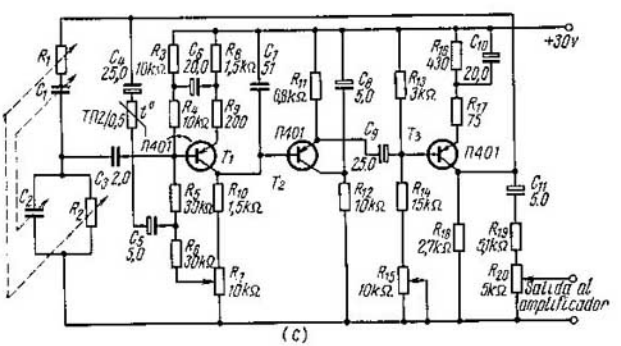


Fig. 2.1. Esquemas de los generadores de circuitos RC de señales de medición: a) estructural; *b*) de tubos principal; *c*) transistorizado principal; *1*—generador de circuito *RC*; *2*—amplificador; *3*—rectificador; *4*—voltímetro electrónico; *5*—dispositivo de salida

y la frecuencia generada

$$f = 1/2\pi RC. \qquad (2.4)$$

En consecuencia, el equilibrio de fase es posible sólo a una frecuencia, que se determina por la fórmula (2.4) y depende de los valores de R y C. En la práctica, la variación gradual de la frecuencia en los generadores de circuitos RC, se realiza cambiando la capacidad de los condensadores C_1 y C_2, y la variación a saltos, cambiando el valor nominal de los resistores R_1 y R_2. Puesto que es fácil realizar los condensadores variables dobles con recubrimientos 10, entonces en los generadores de circuitos RC generalmente se tienen varias subgamas con cobertura décupla de frecuencias en el interior de cada uno de ellos, por ejemplo de 20 a 200 Hz, de 200 a 2000 Hz, etc.

Cuando se cumple la condición del equilibrio de fase, es decir, la expresión (2.3), la tensión de reacción resulta igual a $\dot{U}_{reac} = \dot{U}_{sal}/3$ [véase la fórmula (2.2)] y puesto que $\dot{U}_{sal} = K\dot{U}_{ent}$, donde K es el factor de amplificación del amplificador bietápico y U_{ent} es la tensión resultante en la entrada del primer tubo, entonces

$$\dot{U}_{reac} = K\dot{U}_{ent}/3. \qquad (2.5)$$

Para que se cumpla el equilibrio de amplitud, es necesario que las tensiones U_{reac} y U_{ent} sean iguales. En consecuencia, el factor de amplificación debe ser igual a tres ($K = 3$).

La estabilidad de la frecuencia del generador de circuito RC es muy alta, ya que ella se determina, en lo fundamental, por la estabilidad de R y C, que entran en el circuito de la reacción positiva.

Frecuentemente, al realizar las medidas resulta indispensable variar un poco la frecuencia del generador, en uno otro sentido desde algún punto de su sintonización. Esto se efectúa variando la resistencia del potenciómetro de la «desintonización» R_9 (fig. 2.1*b*) que conduce a la alteración, en ciertos límites, de la tensión de oscilación en los dípolos $\dot{Z}_1$ y $\dot{Z}_2$. El último es equivalente a la variación simultánea del valor nominal de las resistencias R_1 y R_2 y, por consiguiente, también de la frecuencia. La variación máxima de la frecuencia es aproximadamente el 1,5%.

En la entrada del primer tubo de los generadores de circuitos RC de autoexcitación es posible el incremento considerable de la tensión, lo que puede provocar distorsiones inadmisibles de la forma de la señal de salida. Para disminuir estas distorsiones se introduce en el circuito rejilla—cátodo del primer tubo, la tensión de contrarreacción que se toma de la resistencia R_4 del divisor R_3R_4. La profundidad de la contrarreacción se elige un poco menor que 1/3, debido a lo cual el tubo L_1 trabaja en un régimen lineal y la forma de la oscilación resultante es muy próxima a la sinusoidal.

La contrarreacción garantiza también la constancia de la tensión de salida (en los límites de $\pm 1{,}5$ dB) en toda la gama de las frecuen-

cias generadas. Para esto, la resistencia R_3 se compone de la resistencia variable y del termistor. El último es un dispositivo semiconductor de inercia, cuya resistencia disminuye con el aumento de la corriente que circula a través de él y viceversa, crece con su decrecimiento. Supongamos que la tensión de salida ha crecido. Entonces, la corriente en el circuito de la contrarreacción, y, por consecuencia, a través del termistor también aumenta. En este caso disminuye la resistencia del termistor, por eso la tensión de contrarreacción de la resistencia R_4, aumenta, y el factor de amplificación y la tensión de salida disminuyen.

Como se ve del circuito de la fig. (2.1*b*), además de la contrarreacción de tensión que abarca todo el amplificador, en cada etapa se tiene la reacción de corriente (resistores R_4 y R_6), que disminuye sustancialmente la influencia de las oscilaciones de la tensión de la red de alimentación y mejora la forma de las oscilaciones generadas.

En la fig. 2.1*c* se muestra el circuito del *generador de circuito RC a transistores*. Las dos etapas del amplificador, que funcionan en los transistores T_1 y T_3 según el circuito con emisor común, son amplificadores de tensión. Entre ellos se conecta la etapa que trabaja según el circuito con colector común (transistor T_2) que adapta la resistencia de salida de la primera etapa con la resistencia de entrada de la última.

Lo mismo que en el circuito integrado por tubos electrónicos (fig. 2.1*b*), la reacción positiva se realiza a través del circuito de puesta en fase R_1C_1, R_2C_2. El circuito de la contrarreacción tiene un termistor. De acuerdo con la fórmula (2.4), se establece la frecuencia necesaria del generador variando los parámetros de los elementos del circuito de puesta en fase, prácticamente, la frecuencia en estos circuitos se puede establecer suavemente, con la variación simultánea del valor nominal de las resistencias R_1 y R_2, y a salto, conmutando el juego de los condensadores fijos C_1 y C_2.

Los resistores $R_3 - R_7$ y $R_{13} - R_{15}$, forman divisores de tensión con ayuda de los cuales se establecen las tensiones constantes necesarias entre los colectores y emisores de los transistores T_1 y T_3. Los resistores R_{10}, R_{11} y R_{18} son cargas de las etapas correspondientes. Los demás elementos del circuito no exigen aclaraciones especiales.

La segunda parte fundamental del generador de circuito RC es el *amplificador*. Este se emplea para amplificar la tensión en toda la gama de frecuencias generadas hasta el valor requerido y crear la potencia suficiente en la carga. La tensión de salida del amplificador se regula suavemente mediante un potenciómetro en su entrada, desde cero hasta el máximo. Generalmente, los amplificadores termoiónicos se producen bietápicos: la etapa de salida, por el circuito en contrafase y la primera, por el circuito de inversión de fase; los amplificadores transistorizados tienen no menos de tres etapas. El circuito en contrafase estrictamente simétrico, el régimen de clase A y la profunda contrarreacción aseguran unos índices de alta calidad de amplificadores.

El voltímetro de válvula permite medir la tensión en la salida del amplificador, la que, a continuación, se transmite al dispositivo de salida.

El dispositivo de salida está destinado para adaptar la resistencia de salida del generador con la resistencia de carga y para instalar la tensión de salida necesaria. En concordancia con esto, el dispositivo

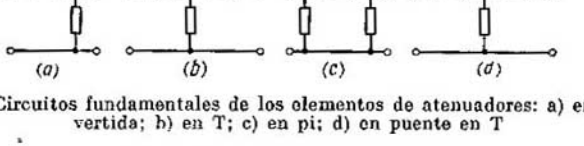


Fig. 2.2. Circuitos fundamentales de los elementos de atenuadores: a) en L invertida; b) en T; c) en pi; d) en puente en T

consta de los atenuadores de calibración y del transformador adaptador.

Los atenuadores se destinan para disminuir la tensión o la potencia en un número determinado de veces. Generalmente estos aparatos constan de varios elementos. En la gama de bajas frecuencias cada elemento representa en sí un cuadrípolo de resistencia. Toda la diversidad de elementos del atenuador se puede reducir a cuatro circuitos fundamentales, mostrados en la fig. 2.2. Estos circuitos son asimétricos o, como se les denomina, puestos a tierra; hay también circuitos simétricos.

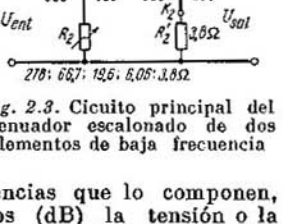


Fig. 2.3. Cicuito principal del atenuador escalonado de dos elementos de baja frecuencia

Los atenuadores se realizan de manera que su resistencia de salida y de entrada se mantengan invariables al variar la atenuación. Con frecuencia ambas resistencias se hacen iguales. Cada elemento del atenuador en dependencia del valor nominal de las resistencias que lo componen, debilita varias veces o varios decibelios (dB) la tensión o la potencia que ingresa a su entrada. Para aumentar la atenuación y la posibilidad de su regulación, los atenuadores se elaboran de varios elementos, unidos en serie, con resistores variables en el interior de los elementos.

En calidad de ejemplo en la fig. 2.3 se muestra el circuito principal del atenuador escalonado de dos elementos, que se emplea en el generador Г3-33 (G3-33) y que garantiza la regulación de la tensión de salida en los límites de 100 dB por cada 10 dB.

El primer elemento R_1, R_2, R_3 introduce una atenuación con cinco etapas por 10 dB mediante la conmutación simultánea de las resistencias R_2 y R_3. En caso necesario, después de alcanzar una atenuación de 50 dB, se desconecta el conmutador K_1 y se conecta el

K_2. Con esto se introduce el segundo elemento $R_1'R_2'$ que da de golpe una atenuación de 50 dB.

Durante el trabajo con los generadores se debe determinar frecuentemente la atenuación introducida por el atenuador para obtener la tensión dada en la salida del generador. Esta atenuación se encuentra mediante la fórmula:

$$A = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}, \qquad (2.6)$$

donde U_1 es la tensión en la entrada del atenuador y U_2 es la tensión que se exige obtener en la salida del generador.

El convertidor adaptador tiene el arrollamiento secundario fraccionado. El número de espiras w_{2sec} de la sección se determina por la relación de la resistencia R_1 del arrollamiento primario del transformador y de la resistencia de carga R_{car}, conectada a la sección dada:

$$w_{2sec} = w_1 \sqrt{R_{car}/R_1} \qquad (2.7)$$

donde w_1 es el número de espiras del arrollamiento primario.

Al observar esta condición, la resistencia introducida en el circuito primario del transformador de salida del amplificador se mantiene invariable, lo que garantiza la constancia del régimen elegido y de los indicadores cualitativos del generador.

El arrollamiento secundario del transformador adaptador se realiza de manera que las salidas del generador resulten tanto simétricas como asimétricas.

Además de los generadores de circuitos RC, los generadores en batimientos obtuvieron una difusión considerable (fig. 2.4). Uno

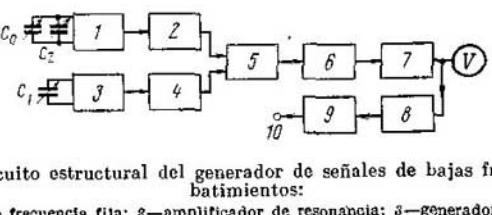


Fig. 2.4. Circuito estructural del generador de señales de bajas frecuencias en batimientos:

1—generador de frecuencia fija; *2*—amplificador de resonancia; *3*—generador de frecuencia variable; *4*—amplificador aperiódico y de banda; *5*—convertidor de frecuencia; *6*—filtro de paso bajo; *7*—amplificador de baja frecuencia; *8*—atenuador; *9*—transformador adaptador; *10*—salida

de los generadores de alta frecuencia que entra en el circuito, genera la tensión de frecuencia fija e invariable, y el segundo puede sintonizarse en algunos límites (generalmente del 10 al 15%). Al sumar dos tensiones de altas frecuencias con las frecuencias próximas, se obtiene la tensión total, cuya amplitud se cambia con una frecuencia que es igual a la diferencia de estas frecuencias. Tal fenómeno se denomina *batimientos*. Si la tensión total se transmite al elemento no lineal (al mezclador, al convertidor), entonces en su salida aparecerán una ten-

sión constante, una tensión alterna de frecuencia diferencial y componentes de alta frecuencia. El componente continuo y el de altas frecuencias se filtran y la tensión de frecuencia diferencial se amplifica y pasa a la salida.

Así, por ejemplo, el generador de frecuencia fija f_0 produce una tensión de frecuencia de 200 kHz y el generador de frecuencia variable f se puede sintonizar desde 200 hasta 180 kHz, entonces la frecuencia diferencial $F = f_0 - f$ cambiará entre 0 y 20 kHz. Toda esta gama se recubre con una vuelta del rotor del condensador C_1 del generador de frecuencia variable (fig. 2.4), ya que su capacidad varía sólo un 20%. La escala del rotor del condensador C_1 se gradúa desde 20 hasta 20 000 kHz.

El requisito fundamental a los generadores de altas frecuencias es la elevada estabilidad de las frecuencias generadas, ya que incluso una insignificante desviación relativa de la frecuencia de cada uno de ellos, conduce a un gran error relativo de sus diferencias. Por ejemplo, al desviarse la frecuencia de uno de los generadores en una centésima del por ciento (10^{-4}), la desviación absoluta es de $2 \cdot 10^5 \cdot 10^{-4} = 20$ Hz, que con la frecuencia diferencial de 100 Hz da un error absoluto del 20%; al disminuir la frecuencia F, este error incrementa aún más. Para asegurar la alta estabilidad de las frecuencias generadas, los generadores de altas frecuencias se construyen según el circuito transistorizado y, en lo posible, idénticos. Debido a esta última circunstancia, la frecuencia de ambos generadores se desvía en el mismo sentido, bajo la influencia de las condiciones externas, por lo cual la frecuencia diferencial de salida no cambia.

A pesar de que el circuito transistorizado tiene alta estabilidad y los generadores se construyen muy meticulosamente, para el control de la graduación de la escala se prevé la posibilidad de comparación de las frecuencias de ambos generadores. En el circuito oscilante del generador de alta frecuencia fija, se conecta el condensador de ajuste (trimmer) C_0 de poca capacidad (fig. 2.4), con cuya ayuda se igualan las frecuencias de ambos generadores. La graduación de la escala o «la puesta en cero» se controla de la siguiente manera.

La escala de frecuencia principal se establece en «0». En este caso son posibles tres variantes: la aguja del voltímetro se encuentra en cero, oscila lentamente y da alguna indicación. En el primer caso, la tensión en la salida y, por consecuencia, los batimientos están ausentes y las frecuencias de los generadores de alta frecuencia son iguales. Si la aguja oscila o da ciertas indicaciones, las frecuencias de los generadores no son iguales, es decir, hay batimientos. Con una rotación cautelosa del rotor del condensador C_0 se debe reducir estos batimientos a cero.

En algunos generadores, la graduación de la escala se controla en el punto de 50 Hz, ajustando la frecuencia del generador bajo la frecuencia de la red de alimentación. En este caso, la ausencia de batimientos se determina por medio del indicador electroóptico [6E1П(6E1P)].

Este «establecimiento en cero» es indispensable realizar siempre antes de empezar el trabajo con el generador después de su calentamiento y repetirlo en el proceso de funcionamiento, especialmente si las medidas se efectúan en frecuencias inferiores a 100 Hz.

Como se sabe, las frecuencias de dos generadores de autoexcitación, si están suficientemente cerca la una de la otra, «se capturan» o se sincronizan estando presente cualquier unión entre estos generadores. Por eso para efectuar la «puesta a cero» y obtener la graduación precisa de la escala, ambos generadores deben estar meticulosamente blindados, desacoplados por filtros de los circuitos de alimentación y separados del mezclador con amplificadores separadores. Las frecuencias de los generadores se eligen aproximadamente diez veces mayores que la frecuencia diferencial más alta. Esto se debe a que la estabilidad empeora a frecuencias más altas, y a frecuencias más bajas, se necesita una mayor variación de la capacidad del condensador, con el fin de recubrir la gama de frecuencias necesarias.

Toda la gama de los generadores en batimientos, por ejemplo, desde 20 hasta 20 000 Hz, se recubre con una vuelta del rotor del condensador C_1, por eso la graduación de la escala, especialmente en la sección de las frecuencias más altas, no puede ser detallada. Para hacer posible el ajuste exacto de la frecuencia o de su desviación insignificante, en cualquier punto de la gama, se prevé en el circuito del generador de frecuencia fija un condensador variable de variación lineal de la frecuencia C_2 con capacidad baja que permite variar la frecuencia en $\pm$60 Hz o en $\pm$100 Hz. Su escala se gradúa directamente en hertzios. La frecuencia establecida en la salida del generador se lee en dos escalas, es decir, la principal y la de «Desintonización» cuyas lecturas se suman algebraicamente. Es evidente que antes de la puesta a «0» ó «50 Hz», la escala del condensador de desintonización C_2 también debe ponerse a «0».

En la salida de cada uno de los generadores de alta frecuencia se conectan los amplificadores de resonancia y aperiódico o de banda. El amplificador de resonancia es una etapa atenuadora, que elimina la influencia de la parte ulterior del circuito en la estabilidad del generador de frecuencia fija. Además, el circuito resonante, teniendo la banda pasante estrecha, filtra los armónicos superiores de esta frecuencia. La banda pasante en el amplificador aperiódico es bastante ancha y la característica de frecuencia del amplificador de banda es uniforme en los límites de sintonización del generador de frecuencia variable.

Generalmente, el mezclador se realiza según el circuito de anillos integrado por diodos semiconductores. Este circuito garantiza la mínima cantidad de componentes de alta frecuencia en la salida.

Entre el mezclador y el amplificador de baja frecuencia se conecta un filtro que deja pasar sólo las frecuencias necesarias bajas. Para obtener buenas formas de la tensión de salida, el amplificador está hecho por el circuito en contrafase con una profunda contrarreacción; el transformador de salida se adapta con el atenuador. Este último

garantiza la variación de la tensión de salida desde partes de milivoltios hasta el valor máximo. La tensión que ingresa del amplificador al atenuador se controla con el voltímetro de válvula. El atenuador se carga en el transformador adaptador en el cual se prevé la conmutación del número de espiras en el arrollamiento secundario para adaptar con la resistencia de carga.

En calidad de ejemplo se muestran los circuitos estructurales y las características técnicas de los generadores Г3-33 y Г3-18 (G3-33 y G3-18).

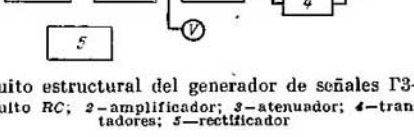


Fig. 2.5. Circuito estructural del generador de señales Г3-33 (G3-33):
1—generador de circuito *RC*; *2*—amplificador; *3*—atenuador; *4*—transformadores adaptadores; *5*—rectificador

El generador de señales sinusoidales de frecuencias de ruidos y superelevados tipo Г3-33 funciona con tubos electrónicos; su circuito estructural se muestra en la fig. 2.5.

Características técnicas

Gama de frecuencias	de 20 a 200 000 Hz
Límites de variación gradual de las frecuencias con la manija de "Desintonización" en cualquier punto de la escala	±1,5%
Error de graduación de la escala de frecuencia	$\pm(0{,}02F\pm1)$ Hz
Toda la gama se recubre con cuatro subgamas [1]	desde 20 hasta 200 Hz, desde 200 hasta 2000 Hz, desde 2000 Hz hasta 200 000 Hz, desde 20 000 Hz, hasta 200 000 Hz.
Deriva de frecuencia después de 30 minutos de calentamiento en el trascurso de la primera hora de trabajo no supera	el 0,25%
y en las 7 horas siguientes	el 0,15%
La irregularidad de la característica de frecuencia en relación al nivel de la tensión en la gama de 20 a 20 000 Hz, en la frecuencia de 1000 Hz no supera	±0,5 dB
y en la gama de 20 000 a 200 000 Hz	±1 dB
Potencia de salida máxima	5 W
La resistencia de salida se calcula en las cargas adaptadas	6, 60, 600 y 6000 Ω
Coeficiente de armónicos en la gama de frecuencias desde 60 hasta 20 000 Hz:	
con la potencia de salida máxima	el 3%
con una potencia de 0,5 W	del 0,3 al 0,7%

[1]) Al pasar de la gama de 2000 a 20 000 Hz a la última subgama, es decir, a la de 20 000 a 200 000 Hz, automáticamente se permutan dos convertidores, el de la salida en el amplificador y el adaptador a la entrada del generador.

Variación gradual de la tensión de salida desde unidades de milivoltios hasta 60 V y con atenuador escalonado por cada 10 dB	hasta 100 dB
Error de medida de la tensión que ingresa al atenuador	el $\pm 2{,}5\%$
Temperatura normal del medio ambiente	de 10 a 35°C
Alimentación	de la red de corriente alterna de 220 V con una frecuencia de 50 Hz
Potencia consumida	150 W
Dimensiones exteriores	$550 \times 350 \times 360$ mm
Masa	no mayor que 30 kg

Generador de señales sinusoidales de batimientos Г3-18

Características técnicas

Gama de frecuencias	de 0 a 20 000 Hz
Graduación de la escala	desde 20 hasta 20 000 Hz
Posibilidad de variación gradual de la frecuencia en cualquier punto de la gama	en los límites de ± 60 Hz
Error de la graduación de la escala de frecuencias	$\pm (0{,}01\,F + 2$ Hz)
Deriva de la frecuencia después de 20 minutos de calentamiento del generador en el transcurso de la primera hora de trabajo en la frecuencia de 1000 Hz	no es mayor que 5 Hz
en las 6 horas siguientes	12 Hz
Deriva de la frecuencia al oscilar la tensión de la red que alimenta el generador, en un $+5 \div -10\%$	± 1 Hz
Irregularidad de la característica de frecuencia en relación al nivel en la frecuencia de 1000 Hz para una potencia de salida de 1 W y una carga adaptada	no mayor que $\pm 0{,}5$ dB
Potencia de salida máxima	3 W
La nominal	1 W
Coeficiente de armónicos con la potencia nominal:	
en frecuencias de 200 a 5000 Hz	no mayor que 0,5%
en las demás frecuencias	no mayor que 1,5%
Límites de variación de la tensión de salida:	
gradual	desde 0,6 mV hasta 60 V
mediante un atenuador con escalones de 10 dB	desde 0 hasta 100 dB
La resistencia de salida está calculada en la conexión de las cargas adaptadas	6, 50, 600, 5000 Ω
Error de medida de la tensión a frecuencias:	
hasta de 5000 Hz	el $\pm 2{,}5\%$
en las demás	el 3,5%
Temperatura normal del medio ambiente	de 10 a 35°C
Alimentación	de la red de corriente alterna de 220 V $\pm 5 \div -15\%$ con una frecuencia de 50 Hz
Potencia consumida	150 V·A
Dimensiones exteriores	$440 \times 385 \times 615$ mm
Masa	no mayor que 40 kg

2.3. GENERADORES DE SEÑALES DE ALTA FRECUENCIA GENERADORES DE ALTAS Y ULTRAALTAS FRECUENCIAS

Los osciladores de medida de altas y extraaltas frecuencias representan en sí fuentes de baja potencia de señales inamortiguadas o moduladas con la frecuencia tensión y de salida conocidas. Ellos se destinan para la sintonización y ensayo de los receptores de todos los destinos y tipos, los amplificadores de altas y ultraaltas frecuencias, los dispositivos de televisión, las antenas, los diferentes circuitos radioeléctricos e instrumentos y también para la alimentación de las instalaciones de medidas.

A los generadores de altas frecuencias se les exigen los requisitos fundamentales:

— banda de frecuencias generadas lo más ancha posible;
— alta precisión del reglaje de frecuencia;
— alta estabilidad de la frecuencia;
— modulación de alta calidad;
— amplios límites de regulación de la tensión (potencia) de salida.

Los generadores de altas frecuencias funcionan en las gamas de ondas largas, medias y cortas, es decir, en la gama de frecuencias desde 100 (50) kHz hasta 35 (50) MHz. Para la comodidad del recubrimiento de la gama de frecuencias requeridas, esta banda, generalmente se divide en varias subgamas. El recubrimiento de cada subgama no excede de dos lo que garantiza la precisión de la graduación del reglaje de frecuencia. El número de subgamas alcanza a ocho.

Los sistemas oscilatorios de tales generadores representan en sí circuitos oscilatorios de alta calidad con constantes localizadas. Las bobinas de inducción de estos circuitos se introducen en cilindros metálicos, con la rotación de los cuales una u orta bobina se conecta al condensador variable, que cambia gradualmente la frecuencia en los límites de la subgama determinada.

Los generadores de frecuencia ultraalta comprenden las gamas de ondas ultracortas, es decir, las ondas métricas y decimétricas y generan señales con frecuencia desde 20 hasta 3000 MHz. El sistema oscilatorio de estos generadores hasta frecuencias de 200 y 400 MHz también tiene constantes localizadas, pero es menos el recubrimiento de las subgamas, ya que la capacidad mínima del condensador variable se incrementa a cuenta de las capacidades de montaje e interelectródicas de las lámparas osciladoras (generatrices), y la capacidad máxima no puede ser aumentada por las condiciones de obtener las frecuencias requeridas. Prácticamente el recubrimiento es aproximadamente 1,5 y el número de subgamas es de 3 a 6.

El sistema oscilatorio en los generadores de frecuencia ultraalta, de 150 a 3000 MHz, se realiza en forma de trazos de líneas coaxiales. La frecuencia generada se determina por su longitud, la cual se establece con los émbolos o con los pistones cortocircuitos. La gama

de frecuencias de los generadores, para tal construcción de los circuitos, no se divide en subgamas. Desde el punto de vista de la construcción, es cómodo recubrir la gama de frecuencias lo menor posible, es decir, de 1,5 a 2, aunque se tienen generadores con recubrimiento hasta 4; por ejemplo, el generador Г4-120 (G4-120) tiene las gamas de frecuencia de 200 a 820 MHz.

Para disminuir el error del reglaje de frecuencia, los elementos de sintonización de todos los generadores se construyen con aceleración negativa (deceleración) realizada por transmisiones sin juegos,

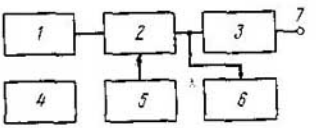


Fig. 2.6. Circuito estructural del generador de señales de frecuencias altas y ultraaltas:
1—generador; *2*—amplificador; *3*—atenuador; *4*—rectificador; *5*—dispositivo de modulación; *6*—dispositivo de medida; *7*—salida

y tienen escalas precisas con nonios. En la fig. 2.6 se muestra un simplísimo circuito estructural del generador de frecuencia alta y ultraalta.

En las gamas de frecuencias hasta de 300 MHz, el generador de autoexcitación se construye generalmente según el circuito con acople electrónico, donde uno de los tubos (pentodo de alta frecuencia) cumple dos funciones, la de generar y amplificar. La generación se realiza según el circuito de tres puntos integrado por el triodo, cuyo ánodo emplea una rejilla protectora y la amplificación se efectúa en el circuito anódico del pentodo. La comunicación entre el generador y el amplificador se realiza por medio de flujo electrónico común del tubo. El amplificador se hace aperiódico con un pequeño coeficiente de amplificación. Su destino fundamental consiste en separar el generador y la carga, por lo cual se mejora la estabilidad de la frecuencia generada.

En la gama de frecuencias de 200 a 400 MHz como lámparas osciladoras (generatrices), como regla, se emplean triodos diminutos, ya que ellos tienen una duración de recorrido de los electrones considerablemente menor que los pentodos y menores capacidades de entrada y de salida. Generalmente en esta gama, los generadores se realizan según el circuito capacitivo de tres puntos, además, los elementos determinantes e integrantes del circuito son las capacidades parásitas de montaje e interelectródicas.

Como se deduce de la fig. 2.7*a*, la relación de las tensiones de alta frecuencia entre el ánodo y la rejilla del tubo del generador con cátodo puesto a tierra se determina por las capacidades de montaje e interelectrónicas. Es necesario recalcar, que en las frecuencias ultraaltas las inductancias de los terminales de los tubos juegan un gran papel, especialmente la inductancia L_c del terminal

del cátodo. Esta magnitud debe ser muy pequeña para que la resistencia del terminal del cátodo en la frecuencia más alta de la gama de trabajo, sea considerablemente pequeña. Para cumplir esta condición, los terminales se hacen cortos y gruesos.

El circuito a examen posee algunas ventajas constructivas, en particular, se sintoniza con un condensador variable, y el tubo y el circuito oscilante se unen sólo con dos conductores. Sin embargo, en el circuito oscilante entran las capacidades de montaje y del tubo. lo que baja la estabilidad de la frecuencia generada, y al reemplazar los tubos, provoca la dislocación de la graduación.

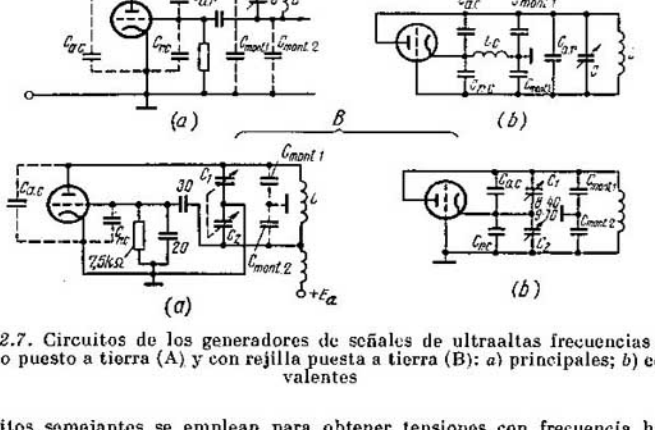


Fig. 2.7. Circuitos de los generadores de señales de ultraaltas frecuencias con cátodo puesto a tierra (A) y con rejilla puesta a tierra (B): *a*) principales; *b*) equivalentes

Circuitos semejantes se emplean para obtener tensiones con frecuencia hasta 400 MHz.

El circuito con rejilla puesta a tierra (fig. 2.7*b*) no tiene estos inconvenientes. Aquí entran también en el circuito las capacidades parásitas, pero ellas no juegan un papel determinante, ya que las capacidades interelectrónicas del tubo se unen en paralelo con los condensadores de sintonización C_1 y C_3, cuya capacidad es considerablemente superior que la capacidad C_{ac} y C_{rc}, y la capacidad $C_{mon.2}$ está cortocircuitada. El defecto de estos circuitos es la necesidad de conectar dos condensadores variables para la sintonización, al mismo tiempo sus capacidades deben variar en forma simultánea pero en valores diferentes.

Para la gama de frecuencias de 150 a 3000 MHz se emplean triodos oscilantes (de emisión) hechos de faro o de cerámica metálica. Las magnitudes de los electrodos de estos tubos son muy pequeñas, debido a lo cual las capacidades interelectrónicas también son pequeñas. Los electrodos se ubican muy cerca entre sí, esto aumenta la pendiente de la curva característica del tubo y disminuye la duración de recorrido de los electrones. Sus terminales se hacen en forma de discos metálicos, lo que disminuye la inductancia de estos terminales y garantiza la posibilidad de unir el tubo con los circuitos coaxiales.

En la fig. 2.8 se representa el circuito principal del generador de ondas decimétricas, que está integrado por triodos de cerámica metálica según el circuito capacitivo de tres puntos con rejilla puesta a tierra. El sistema oscilatorio se realiza en forma de líneas coaxiales cortocircuitadas de alto factor de calidad, en las cuales se instala el tubo.

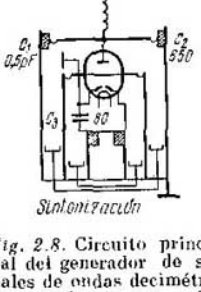


Fig. 2.8. Circuito principal del generador de señales de ondas decimétricas que funciona en triodo de metal y de cerámica

Las líneas coaxiales representan en sí, trazos de tubos cilíndricos, situados concéntricamente el uno con respecto al otro. El tubo externo se une con el terminal del ánodo, el central con el terminal de la rejilla y el interno, con el terminal del cátodo. Los tubos externo y central forman una línea coaxial entre el ánodo y la rejilla y el tubo central y el interno, entre la rejilla y el cátodo. La comunicación entre estas dos líneas se realiza mediante la capacidad C_{ac} y del condensador C_1.

El generador se sintoniza en la frecuencia necesaria con el desplazamiento simultáneo de los segmentos del émbolo que cortocircuitan cada línea. La obtención de un contacto seguro entre los chupones móviles y las paredes de las líneas coaxiales, y también entre las líneas y los electrodos del tubo es uno de los problemas más complejos para la construcción y la tecnología. La alimentación del generador se realiza en paralelo; las capacidades separadoras C_2 y C_3 se hacen como juntas de mica, cubiertas por una fina capa de plata.

Como regla, los amplificadores se emplean en los generadores de alta frecuencia. En los generadores de extraaltas frecuencias ellos se emplean sólo en caso, si es necesario duplicar la frecuencia.

El amplificador de alta frecuencia cumple tres funciones: la de etapa atenuadora (cascada compensadora), la de etapa de modulación y la de etapa de regulación del nivel de la tensión de frecuencia portadora.

El amplificador trabaja según el circuito de resonancia común. Se sintoniza simultáneamente con la sintonización del generador, ya que sus bobinas de inducción se disponen en un mismo tambor giratorio y los condensadores variables, en un mismo eje. Los circuitos oscilantes se shuntan por los resistores que permiten obtener amplificación uniforme en los límites de cada subgama de frecuencias.

El nivel de la frecuencia portadora se establece con un potenciómetro, con cuya ayuda se cambia la tensión constante en la rejilla protectora del tubo y por consecuencia, el factor de amplificación del amplificador.

La modulación de amplitud se cumple en el circuito de la rejilla protectora del tubo del amplificador. La profundidad de la modulación se regula variando la tensión de baja frecuencia. La fuente de

tensión de modulación es un generador interno de baja frecuencia, que elabora una o dos frecuencias (frecuentemente 400 y 1000 Hz) o un generador de ruido externo que permite modular cualquiera de las frecuencias portadoras necesaria.

Como en la mayoría de los tipos de generadores de ultraalta frecuencia los amplificadores están ausentes, la modulación de amplitud se realiza en la lámpara osciladora (generatriz) mediante la acción de la tensión de baja frecuencia de su circuito anódico, es decir, según el circuito de modulación del ánodo. En estos generadores además de la modulación de amplitud sinusoidal, se emplean las modulaciones de impulsos y de frecuencia. Esta última es indispensable durante la sintonización de los receptores de radio de gamas de ondas ultracortas y de los televisores y para otras mediciones.

La modulación de frecuencia se cumple por medio de una lámpara de reactancia que representa en sí una inductancia o una capacidad equivalente que cambia bajo la acción de la tensión de modulación. Si tal dispositivo se une en paralelo al circuito oscilante del generador de autoexitación, entonces su frecuencia cambiará de acuerdo con la ley de variación de la amplitud de la tensión de baja frecuencia con una velocidad determinada por la frecuencia de la tensión de modulación. La desviación (deflexión) de la frecuencia depende del valor de la tensión de modulación. La desviación máxima, indispensable para sintonizar los receptores y televisores, es igual a ± 75 kHz. La fuente de tensión de modulación es el generador interno de frecuencia fija de 1000 Hz o el generador externo de baja frecuencia con gama gradual.

La modulación de impulsos se realiza o con tensión simétrica de forma rectangular, o con tensión de impulsos con impulsos de diferente duración. La fuente de tensión rectangular, en el caso más simple, es un multivibrador simétrico que entra en la composición del instrumento. La modulación con impulsos de corta duración, es posible desde un generador de impulsos externo.

Como resultado de la modulación de impulsos en la salida del generador de frecuencia ultraalta aparecen radioimpulsos. La forma de su envolvente debe ser lo más cercana posible a la forma de los impulsos de modulación. En algunos generadores se tiene la posibilidad de detener los radioimpulsos y de cambiar su posición en el tiempo. Al modular los impulsos no debe surgir modulación de frecuencia parásita. Todos estos y otros requisitos se cumplen con ayuda de unidades de modulación de impulsos especiales, bastante complejas las cuales forman parte del generador.

Como ejemplo, estudiemos el circuito estructural de un semejante dispositivo. El oscilador de bloqueo crea impulsos (fig. 2.9) de polaridad positiva con pendiente del flanco frontal, la frecuencia de repetición de los cuales es de 100 a 2000 Hz. Estos impulsos se emplean para sincronizar la frecuencia de los multivibradores. Ellos ingresan al multivibrador de retardo, a través de la etapa de lanzamiento que cambia su polaridad. El último se realiza según circuito asimétrico y sin el impulso de lanzamiento se encuentra en estado de equilibrio (no trabaja). El impulso que ingresa saca al multivibrador del estado de equili-

brio y en su salida aparece un impulso de tensión negativo, la duración del cual se puede establecer hasta 200 μs. El impulso de salida se diferencia y con esto se obtienen de él dos impulsos de corta duración, el primero se limita y el segundo se amplifica en la etapa del amplificador limitador.

Como el impulso amplificado es resultado de la diferenciación del flanco posterior del impulso recibido del multivibrador de retardo, él «se atrasa» respecto al impulso del oscilador de bloqueo en un tiempo hasta de 200 μs, y pone

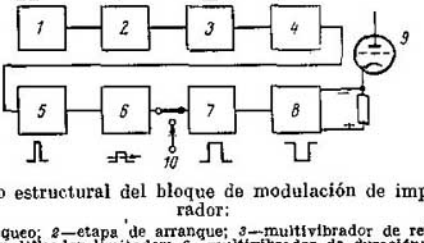


Fig. 2.9. Circuito estructural del bloque de modulación de impulsos del generador:

1—oscilador de bloqueo; *2*—etapa de arranque; *3*—multivibrador de retardo; *4*—circuito diferenciador; *5*—amplificador limitador; *6*—multivibrador de duración; *7*—amplificador; *8*—modulador; *9*—generatriz; *10*—modulación externa

en funcionamiento al generador de duración con retraso. El multivibrador de duración genera un impulso positivo, la duración del cual se puede regular gradualmente en el intervalo de 1,5 a 18 μs. Este impulso (o el impulso de la fuente externa) ingresa al amplificador y después de la amplificación se transmite al modulador con polaridad negativa.

El último representa en sí un amplificador de cátodo, cuya resistencia de carga se conecta al circuito del cátodo de la lámpara osciladora. La tensión que se crea en esta resistencia abre la lámpara osciladora en el tiempo de duración (duración de recorrido) del impulso. Como resultado en la salida se forman radioimpulsos, la posición y duración de los cuales se puede regular en límites bastante amplios.

El generador consta siempre de un voltímetro para controlar la tensión que ingresa al atenuador. Generalmente, el nivel de esta tensión se establece en algún valor constante (de referencia) respecto al cual se determina la tensión en la salida. Se prevé la posibilidad de medida de los parámetros de modulación.

Parte importante, fundamental de cualquier generador es el atenuador. Los atenuadores trabajan en dependencia de la gama de frecuencias por diferentes principios y tienen construcción diferente. Para las frecuencias inferiores a 100 MHz se emplean los atenuadores de resistencias localizadas (atenuadores de resistencias) para frecuencias de 20 a 400 MHz, capacitivos y para frecuencias superiores a 100 MHz y hasta las más altas, de corte, de absorción y de polarización (de ondas).

Los atenuadores de resistencias localizadas (fig. 2.10) son cuadripolos constituidos por elementos en pi, la resistencia de los brazos de los cuales se determina por la resistencia de carga R_{car} y por el coeficiente de división α. La resistencia de salida del atenuador debe ser igual a la resistencia de carga, es decir, ellas deben estar adaptadas.

Este atenuador posee importantes propiedades: su resistencia de salida R_{ab} no cambia con la variación del coeficiente de división α, es decir, con la conmutación del contacto c y siempre permanece igual a la resistencia de carga; su resistencia de entrada no cambia (entre los puntos c y b) con cualquier posición del contacto c y siempre permanece igual a la mitad de la resistencia de carga.

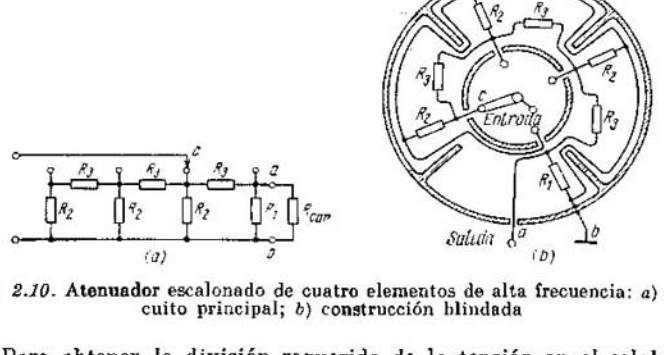


Fig 2.10. Atenuador escalonado de cuatro elementos de alta frecuencia: *a*) circuito principal; *b*) construcción blindada

Para obtener la división requerida de la tensión en el eslabón, el valor nominal de sus resistencias componentes, se determinan por la siguiente fórmula:

$$R_1 = R_{car}\frac{\alpha+1}{\alpha-1}, \quad R_2 = R_{car}\frac{\alpha+1}{2(\alpha-1)}, \quad R_3 = R_{car}\frac{\alpha^2-1}{2\alpha}. \quad (2.8)$$

Es cómodo realizar la división decimal tomando $\alpha = 10$. La resistencia de carga, generalmente se elige igual a 75Ω. Reemplazando el último valor en la fórmula (2.8) obtenemos: $R_1 = 91{,}5\Omega$; $R_2 = 45{,}75\Omega$; $R_3 = 372\Omega$. Con esto la resistencia de salida del atenuador es igual a 75Ω, y la de entrada a 37,5Ω.

En altas frecuencias, las resistencias, de las cuales consta el atenuador, no son totalmente óhmicos y sus reactancias, es decir, sus capacidades parásitas e inductancias pueden introducir errores considerables en el coeficiente de división; el último adquiere diferentes valores en las diferentes frecuencias. Para la disminución de estos errores los devanados, de los cuales se realizan las resistencias, deben ser antiinductivos y todas las resistencias deben ser bien blindadas una de otra y de tierra (chasis). El blindaje consta de la cubierta cilíndrica de fundición de aluminio, dividida en secciones en las cuales se instalan los elementos del atenuador (fig. 2, 10 *b*). Para que por la cubierta no pase la corriente de alta frecuencia el conductor común se une con el blindaje sólo en un punto, que se pone a tierra. El dispositivo de conmutación se instala en el centro de la cubierta. Los conductores de entrada y de salida pasan a través de un orificio

dotado de dispositivos especiales que atenúan la penetración del campo electromagnético desde la cubierta al exterior.

Los atenuadores capacitivos, o más exactamente, los divisores de tensión, son condensadores unidos en serie (fig. 1.12). La tensión de salida se retira del condensador de alta capacidad. El coeficiente de división se determina por la relación de las capacitancias:

$$\alpha = \frac{U_{ent}}{U_{sal}} = \frac{\frac{1}{\omega C_1 C_2/(C_1+C_2)}}{1/\omega C_2} = \frac{C_1+C_2}{C_1}. \qquad (2.9)$$

De esta expresión se deduce que α no depende de la frecuencia, lo que es justo si no se considera las inductancias parásitas. A pesar

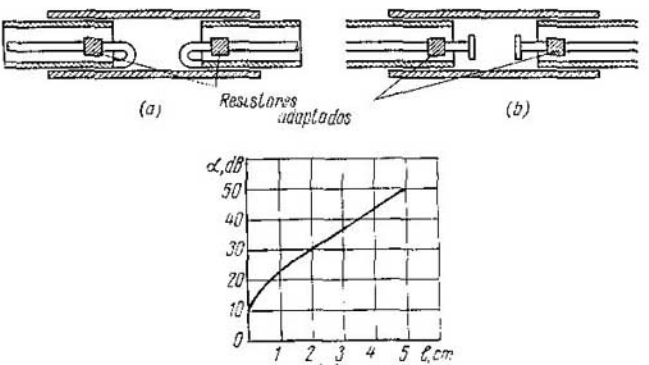


Fig. 2.11. Atenuadores de corte: *a*) mutuamente inductivo; *b*) mutuamente capacitivo; *c*) gráfico de la variación de la amortiguación

de la simplicidad y de la independencia del coeficiente de división de la frecuencia, semejantes divisores se emplean rara vez en los generadores de medidas, ya que sus resistencias de salida y de entrada varían con la frecuencia.

Los atenuadores de corte encuentran un amplio empleo en frecuencias extraaltas, hasta de 3000 MHz. Ellos representan en sí, guías de ondas (guiaondas), en las cuales las oscilaciones electromagnéticas se propagan con longitud de onda superior a la crítica. El campo eléctrico y magnético en tal guía de onda se amortigua a medida que se separa del elemento de autoexcitación. El grado de amortiguación será tanto mayor cuanto mayor sea la relación de la longitud de onda de trabajo y la crítica.

Los elementos de excitación y recepción se instalan en la entrada y salida de la guía de ondas respectivamente y se realizan como semiespiras con acoplamiento de inducción mutua (fig. 2.11 *a*) o como dipol

cos con acoplamiento de capacidad mutua (fig. 2-11 *b*). La energía se conduce desde el circuito del generador al elemento de excitación, a través de un trazo de cable coaxial. De esta misma manera se retira desde el elemento de recepción del atenuador a la salida del generador. Las resistencias de adaptación se conectan en serie con las semiespiras o con los discos de acople.

Si el elemento de recepción es estático, entonces el atenuador introduce una amortiguación constante, el valor de la cual depende de la distancia entre los elementos de acople. Pero si el elemento de recepción se desplaza, la amortiguación variará gradualmente. El carácter de la variación de la amortiguación se muestra en la fig. 2.11 *c*. Con guías de ondas lo suficientemente largas se puede obtener amortiguación del orden de 100 dB e incluso mayor. La forma de la guía de ondas no ejerce influencia en el carácter de la variación de la amortiguación, sin embargo, por razones de construcción, con mayor frecuencia se eligen guías de ondas circulares (anulares).

Ventaja importante de los atenuadores de corte es la posibilidad del cálculo de la amortiguación a él introducida, por sus dimensiones geométricas. Con un tratamiento mecánico preciso, tal atenuador se puede utilizar en calidad de patrón primario de amortiguación.

Veamos los circuitos estructurales y las características técnicas de dos generadores de altas frecuencias, es decir, de Г4-18А y Г4-102 y del de extraalta frecuencia Г4-6.

El generador Г4-18А (fig. 2.12*a*) consta del generador de autoexitación, del amplificador de resonancia, del generador de baja frecuencia, que es fuente de tensión de modulación, de dos atenuadores escalonados a transistores, del divisor externo, del medidor del nivel de la tensión de salida y de la profundidad de la modulación, de la etapa de regulación automática de la tensión de salida y del rectificador con estabilización ferrorresonante.

Características técnicas

Gama de frecuencia, que se recubre por las seis subgamas	de 100 kHz a 35 MHz
Error del reglaje de frecuencia	no mayor que 1%
Inestabilidad de la frecuencia después de una hora de calentamiento	no mayor que el 0,02% + 50 Hz
Límites de variación de las tensiones de salida	desde 0,1 μ V a 2 V
Atenuación introducida por los atenuadores de cinco etapas de 20 dB y de nueve de dos dB	118 dB
Se tiene divisor externo	1 : 10
Resistencias de salida:	
—en la salida del primer atenuador	100 Ω
—en la salida del segundo atenuador	37,5 Ω
—en los bornes del divisor externo	7 Ω
Modulación de amplitud con tensión sinusoidal	
interna, en las frecuencias	400 y 1000 Hz
externa en las frecuencias	de 50 Hz a 10 kHz

Error de ajuste de la atenuación introducida por el atenuador:	
—con atenuación hasta de 40 dB	± 8%
—con grandes atenuaciones	± 12,5%
Temperatura normal del medio circundante	de 10 a 35°C
Alimentación	de la red de corriente alterna de 220 V ± 10% de 50 Hz de frecuencia
Consumo de potencia	230 V·A
Dimensiones exteriores	390 × 280 × 290 mm
Masa	no mayor que 18 kg

El generador Г4-102 se fabrica completamente de dispositivos semiconductores. El consta del generador maestro y de dos canales, es decir, el principal y el auxiliar. En el canal principal entran el modulador amplificador, el amplificador de banda ancha, el atenuador y el sistema de estabilización del nivel

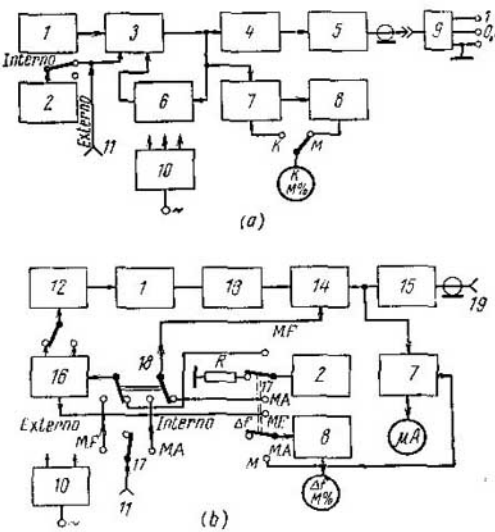


Fig. 2.12. Circuitos estructurales de los generadores de señales: *a*) Г4-18А (G4-18A); *b*) Г4-6:

1—generador de alta frecuencia; *2*—generador de baja frecuencia; *3*—amplificador de resonancia; *4*—atenuador de 9 × 2 dB; *5*—atenuador 5 × 20 dB; *6*—regulación automática del nivel; *7*—voltímetro lineal; *8*—voltímetro de cresta; *9*—divisor externo; *10*—bloque de alimentación; *11*—modulación externa; *12*—modulador de frecuencia; *13*, *14*—amplificadores dobladores; *15*—atenuador de corte; *16*—divisor de tensión; *17*—conmutador del tipo de modulación; *18*—modulación; *19*—salida

de la tensión de salida. El segundo, el canal auxiliar tiene un amplificador de banda ancha sin sistema de estabilización.

El sistema de estabilización trabaja de la siguiente manera. El detector lineal separa el valor medio de la señal y lo transmite a la entrada del amplificador diferencial del sistema de estabilización. A la segunda entrada de este am-

plificador se transmite la tensión de referencia. La diferencia de estas dos señales viene a ser la señal de mando para el órgano ejecutivo del sistema de estabilización de la tensión de salida.

La regulación de la tensión de referencia permite regular gradualmente la señal de salida del canal principal del generador, en los límites de 10 dB. La regulación en amplios límites se efectúa con ayuda del atenuador de resistencia escalonado. En los generadores se prevé una salida auxiliar de la señal no modulada para el control de la frecuencia o para usar el generador como heterodino durante la transformación de la frecuencia.

El generador Г4-102 es la base de una nueva serie de generadores de construcción única en la gama de frecuencias de 0,01 a 1000 MHz, destinados a sustituir el parque de generadores de medidas existentes.

Características técnicas

Gama de frecuencias	de 100 kHz a 50 MHz
Error del reglaje de frecuencia	1%
Inestabilidad de la frecuencia durante 20 minutos	$(2{,}5 \cdot 10^{-4}\ f \pm 50)$ Hz
Tensión de salida en el canal fundamental en la resistencia de 50 Ω	0,5 μ V—0,5 V
Error de ajuste de la tensión de salida	1 dB
Tensión de salida en el canal auxiliar	1 V
Límites de regulación de la modulación de amplitud	de 0 al 90%
Frecuencia de la modulación interna	1000 Hz
Gama de frecuencias de modulación con las señales externas	de 50 a 15 000 Hz
Parámetros parásitos:	
—armónicos de la frecuencia portadora	no mayor de 5%
—modulación de frecuencia de la señal no modulada	$10^{-5}\ f \pm 50$ Hz
—modulación de frecuencia de la señal modulada M. A.	$2{,}5 \cdot 10^{-5}\ f \pm 250$ Hz
Modulación de amplitud de la señal no modulada	0,5%
Alimentación de la red de corriente alterna:	
—con frecuencia de 50 a 60 Hz	115 V
—con frecuencia de 400 Hz	220 V
Potencia consumida	15 V·A
Dimensiones exteriores	360 × 160 × 200 mm
Masa	8 kg
Tiempo medio de trabajo infalible	2000 h

El generador Г4-6 (fig. 2.12*b*) consta del generador de frecuencia ultraalta de autoexcitación que funciona en el tubo 6Н-15П, del modulador de frecuencia, del amplificador duplicador, del atenuador variable, del medidor del nivel y de la profundidad de la modulación y del rectificador con estabilización ferrorresonante y electrónica.

Características técnicas

Gama de frecuencias	de 16 a 128 MHz
Error del reglaje de frecuencia	no mayor que el ± 1%
Variación de la frecuencia después de una hora de calentamiento	no mayor que +0,02% cada 15 minutos
Límites de regulación de la tensión en la salida de la línea coaxial de 1 m de longitud con 75 Ω de carga	de 0,5 μ V a 0,1 V

Error fundamental de ajuste de la tensión de salida	$\pm 30\% \pm 0{,}5\ \mu$ V
Resistencia de salida	75 Ω
Tipos de modulaciones:	
—interna, de amplitud y de frecuencia con tensión sinusoidal y desviación	1000 Hz de 1 a 75 kHz
—externa, de amplitud y de frecuencia con tensión sinusoidal	de 100 Hz a 10 kHz y de 50 Hz a 15 kHz
Error en la medida de la desviación	± 10%
Temperatura normal del medio circundante	de 10 a 35°C
Alimentación de la red de corriente alterna:	
—con frecuencia de 50 Hz	110, 127 y 220 V
—con frecuencia de 400 Hz	115 V
Potencia consumida	150 V·A
Dimensiones exteriores	523 × 329 × 353 mm
Masa	40 kg

GENERADORES DE HIPERFRECUENCIAS

Los generadores de medidas, que trabajan con frecuencias superiores a los 3000 MHz se denominan generadores de señales de frecuencias superelevadas (hiperfrecuencias). Están destinados para la sintonización y prueba de diferentes circuitos radioeléctricos y dispositivos y también para la alimentación de los circuitos de medidas o instalaciones que trabajan en la gama de ondas centimétricas y milimétricas.

A los generadores de frecuencias superelevadas se les exigen los mismos requisitos que a los generadores de altas frecuencias, a excepción de la amplia gama de frecuencias generadas. Si en el sistema oscilatorio del generador se emplean trazos de líneas coaxiales, entonces el recubrimiento de frecuencias alcanza dos; si se emplea resonador de cavidad (cavidad resonante), entonces el recubrimiento no supera el 30% y frecuentemente es del 10 ó 12%.

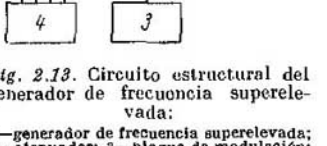


Fig. 2.13. Circuito estructural del generador de frecuencia superelevada:
1—generador de frecuencia superelevada; *2*—atenuador; *3*—bloque de modulación; *4*—bloque de alimentación; *5*—salida

En la fig. 2.13 se muestra el circuito estructural simplísimo del generador de frecuencias superelevadas. Los bloques de frecuencias superelevadas se unen con ayuda de líneas coaxiales o de guías de ondas.

Los generadores de frecuencias elevadas más difundidos son los klistrónicos, que trabajan en un klistrón de reflexión. Para frecuencias inferiores a 7500 MHz se emplean klistrones con resonador coaxial externo, conectado entre sus bornes de disco (fig. 2.14*a*), y para frecuencias superiores a 7500 MHz se emplean klistrones con resonador de cavidad interno, dispuesto en la ampolla del tubo (fig. 1.14*b*).

La sintonización, es decir, la variación de la frecuencia generada se realiza cambiando la longitud de la línea del resonador coaxial (con el traslado del émbolo de cortocircuito) o con la deformación elástica mecánica del resonador de cavidad.

Examinemos el proceso de generación. En el klistrón de reflexión se tiene: el cátodo con el electrodo que enfoca los electrones en un rayo fino; el resonador con dos rejillas que se encuentran bajo una tensión positiva respecto al cátodo y el reflector (electrodo de reflexión) al cual se transmite la tensión de polaridad negativa, respecto al cátodo y al resonador. Gracias a esta tensión, se crea una zona

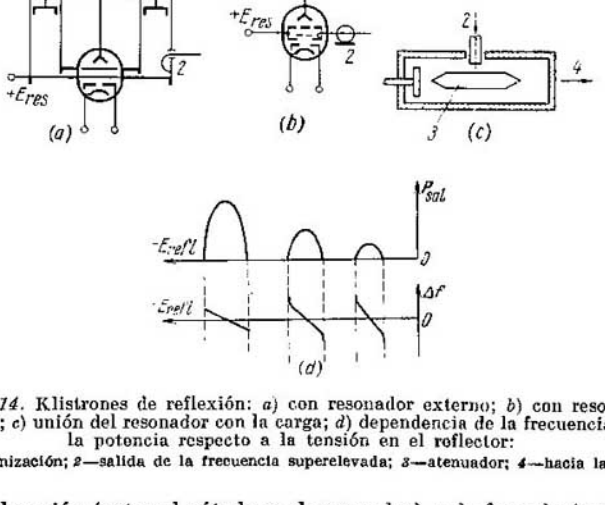


Fig. 2.14. Klistrones de reflexión: *a*) con resonador externo; *b*) con resonador interno; *c*) unión del resonador con la carga; *d*) dependencia de la frecuencia y de la potencia respecto a la tensión en el reflector:
1—sintonización; *2*—salida de la frecuencia superelevada; *3*—atenuador; *4*—hacia la carga

de aceleración (entre el cátodo y el resonador) y de frenado (entre el resonador y el reflector) de los electrones en el espacio interno del klistrón.

De tal modo, los electrones vuelan a través de la rejilla del resonador en dirección al reflector, se frenan frente a él y regresan al resonador. En el momento de vuelo directo de los electrones, surge en el resonador el impulso de corriente de inducción que estimula una tensión de extraalta frecuencia en la rejilla del resonador. Los electrones que vuelan a través de la rejilla en dirección al reflector, bajo la acción de esta tensión, cambian su velocidad o, como se dice, se modulan en velocidad. Mientras mayor es la velocidad de los electrones, mayor es su penetración en el espacio de frenado y mayor el tiempo que se encuentran en él, y viceversa, mientras menor es su

velocidad, más rápido ellos regresan. Como resultado, los electrones se unen en coágulos o en grupos y de tal modo regresan a la rejilla del resonador.

Si los grupos de electrones, regresando, penetran en el resonador cuando la tensión de frecuencia superelevada crea en las rejillas un campo retardador, éstos entregan su energía al resonador y mantienen en él las oscilaciones que surgen. A la inversa, si los grupos de electrones encuentran en el resonador un campo acelerador, entonces ellos pasan a través de la rejilla del resonador y toman su energía, a causa de lo cual las oscilaciones se suspenden, es decir, la oscilación se frustra.

En consecuencia, el surgimiento de la oscilación se determina por el tiempo en que el agrupamiento de los electrones regresa a la rejilla según la parte del período de la tensión de alta frecuencia en ellas. Este tiempo depende de la diferencia de potencial entre el resonador y el reflector. La tensión en el resonador se mantiene prácticamente constante y la tensión en el reflector se regula de tal modo, para que se garantice el tiempo necesario de agrupamiento. En presencia de varios valores de la tensión en el reflector, se crean condiciones para la generación, y la potencia cambia como se muestra en la fig. 2.14*d*. Simultáneamente con la variación de la potencia cambia la frecuencia generada: crece con el aumento de la tensión y disminuye con su descenso.

De este modo el klistrón se puede sintonizar por dos procedimientos: por el mecánico es decir, variando la cavidad del resonador y por el eléctrico (exacto) o sea, modificando la tensión en el reflector. El primer procedimiento permite variar la frecuencia en el 30%, el segundo, en el 1 ó 2%.

La energía de microondas se retira del resonador con una línea coaxial delgada que empieza con aspecto de bucle de acoplamiento en el resonador y que se sumerge a la guía de ondas con el terminal externo (fig. 2.14*c*). La profundidad de la inmersión, determina el acople del klistrón con la carga. Para que la carga ejerza la menor influencia en el trabajo del klistrón, entre ella y las salidas del klistrón, se encuentra el atenuador de absorción fijo, que introduce una atenuación de 8 a 10 dB.

La modulación de amplitud en los klistrones de reflexión, se realiza fácilmente con la tensión de impulso y la de frecuencia con cualquier tensión. En el primer caso, se conecta en serie con el reflector, la fuente de señales de impulsos. Los impulsos deben poseer tal altura para suspender o activar totalmente la generación (fig. 2.15 *a*). La forma de estos impulsos debe ser lo más rectangular posible, para prevenir la modulación de frecuencia parásita.

En el segundo caso, en serie con el reflector se conecta la fuente de tensión de modulación; pero la tensión en el reflector se establece de tal magnitud para que la potencia de las oscilaciones generadas sea la máxima y la tensión de modulación se elige suponiendo la ausencia o, por lo menos, el mínimo de la modulación de amplitud

parásita. Con esto se asegura la buena linealidad de la modulación de frecuencia (fig. 2.15*b*).

El bloque de modulación de los generadores de frecuencia superelevada, generalmente es análogo al bloque de modulación de impulso de los generadores de frecuencias extraaltas (fig. 2.9).

El medidor de potencia es imprescindible para el control de la potencia que ingresa al atenuador.

Los generadores de frecuencias superelevadas obligatoriamente se equipan con frecuencímetros, con los cuales se mide la frecuencia generada entre la sintonización dada del klistrón. El frecuencímetro

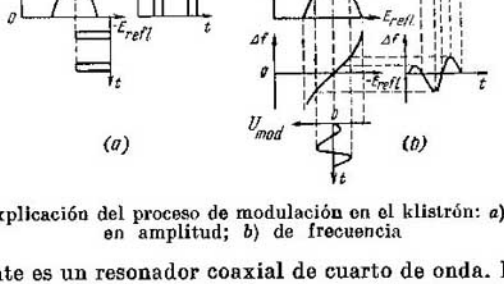


Fig. 2.15. Explicación del proceso de modulación en el klistrón: *a*) de impulsos en amplitud; *b*) de frecuencia

generalmente es un resonador coaxial de cuarto de onda. La resonancia empieza cuando la longitud del conductor interno, es aproximadamente igual a un cuarto de la longitud de onda y se determina por la disminución brusca de la indicación del vatímetro. Esta disminución se explica porque durante la resonancia el frecuencímetro separa una parte considerable de la energía generada.

El bloque de alimentación contiene, por lo menos, tres rectificadores: para la alimentación del circuito del resonador, del reflector y del bloque de modulación de impulso. Las tensiones de los dos primeros rectificadores se establecen, ya que de su constancia dependen el régimen de generación y la frecuencia de las oscilaciones generadas.

En los generadores de frecuencias superelevadas se emplean atenuadores de absorción y de polarización.

Los atenuadores de absorción se dividen en coaxiales y de guía de ondas. En ambos casos se introduce un material en el campo electromagnético, que tiene la propiedad de absorber la energía. El elemento de absorción en los atenuadores coaxiales puede ser dieléctrico con pérdidas, por ejemplo de baquelita que cubre la parte del espacio entre los conductores interno y externo; o de una película fina de absorción, aplicada a una barra o al tubo dieléctrico, que se encaja en el interior del conductor (fig. 2.16*a*). Los atenuadores coaxiales semejantes, por motivos de construcción, en la mayoría de los casos, se realizan fijos e introducen atenuación constante.

El atenuador de absorción de guía de ondas con atenuación fija, se llena con dieléctricos con pérdidas. Los cortes oblicuos en los extremos de la barra de absorción, son necesarios para variar continuamento la resistencia, es decir, para la adaptación de la entrada y la salida del atenuador con la línea.

El atenuador de absorción con atenuación variable, con mayor frecuencia se hace como guía de ondas, en el interior del cual se introduce un disco, cuchillo o placa de dieléctrico, cubierta por una capa de un material absorbente. En la fig. 2.16*b* se muestra la construcción del atenuador de absorción de guía de ondas más difundido.

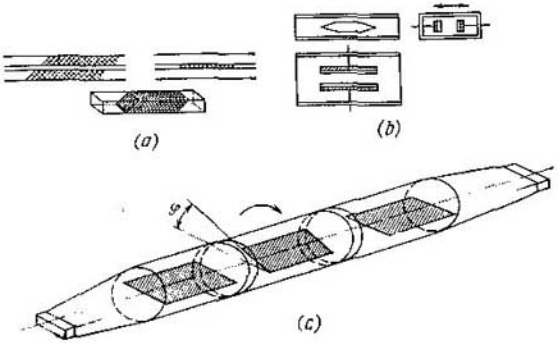


Fig. 2.16. Atenuadores: *a*) de absorción con debilitamiento fijo; *b*) de absorción con debilitamiento variable; *c*) de polarización (de ondas)

En calidad de material absorbente se emplea la así denominada aguarrás (suspensión coloidal de polvo de hulla) o una finísima película de nicromo de gran resistencia mecánica. La atenuación de tales atenuadores se puede variar desde 0 hasta 45 y 50 dB. Cuando es indispensable la obtención de una gran atenuación los atenuadores se conectan en serie.

El atenuador de polarización consta de tres secciones (fig. 2.16*c*): la primera y la tercera son de transiciones desde la guía de ondas rectangular a la circular y viceversa, la segunda es un segmento de la guía de ondas circular, que se puede girar respecto a su eje longitudinal en cierto ángulo φ. Las láminas absorbentes se instalan en todas las secciones en los planos diametralos, perpendicular a la componente del campo eléctrico. Si las tres láminas se extienden sobre un mismo plano, la atenuación es considerablemente pequeña ya que las líneas de fuerza del campo eléctrico son perpendiculares a las superficies de absorción. Al rotar la sección intermedia de la guía de ondas en un ángulo φ, el campo en ella se descompone en dos componentes: el paralelo E sen φ y el perpendicular E cos φ. La componente paralela se absorbe en la lámina y la perpendicular pasa a la

tercera sección. En su entrada el campo nuevamente se disgrega en los componentes $E \cos \varphi \cdot E \operatorname{sen} \varphi$, que se absorbe y $E \cos^2 \varphi$ que pasa a la salida del atenuador. De este modo, la atenuación es función solamente del ángulo de giro de la sección intermedia y no depende de la frecuencia.

Los dispositivos de este tipo más modernos son los atenuadores de polarización, ellos se realizan con una gran exactitud y pueden

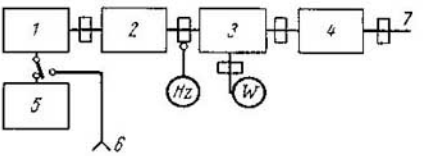


Fig. 2.17. Circuito estructural del generador de señales Г4-32А (G4-32A):
1—generador de frecuencia superelevada; *2*—atenuador de absorción; *3*—acoplador direccional; *4*—atenuador de polarización; *5*—bloque de modulación de impulsos; *6*—modulación externa; *7*—salida

servir como medidas patrones para la calibración de otros tipos de atenuadores. La atenuación máxima de tales atenuadores alcanza 80 dB y la atenuación inicial es de 0,3 dB, el error de calibración no supera unos cuantos centésimos de dB.

En calidad de ejemplo veamos el circuito estructural y las características técnicas del generador de medida de las señales radioeléctricas de frecuencia superelevada Г4-32А (fig. 2.17).

Características técnicas

Gama de frecuencias	de 8820 a 12100 MHz
La frecuencia del generador se mide con el ondámetro empotrado con valores de las divisiones de la escala	de 2 MHz
Inestabilidad de la frecuencia en el transcurso de 10 minutos después de dos horas de calentamiento y dentro de 15 minutos después de la sintonización mecánica (en generación continua)	$\pm 1 \cdot 10^{-4}$
Límites de variación de la potencia de salida con ayuda de un atenuador de polarización que introduce una atenuación hasta de 100 dB	de $2 \cdot 10^{-14}$ a $2 \cdot 10^{-4}$ W
Error en la graduación de la escala del atenuador	± 2 dB
Salida del generador	
—de guía de ondas con sección de	10×23 mm
Modulación por impulsos	
—interna, por impulsos rectangulares (meandro) con frecuencia de repetición de	1000 Hz
y altura del impulso de	20 V

—externa, por meandro con frecuencia de repetición de	10 kHz
y altura	de 20 a 60 V
—externa, por impulsos rectangulares de polaridad positiva con duración	de 0,2 a 10 μs
con frecuencia de repetición	de 250 Hz a 10 kHz
y altura	de 20 a 100 V
Temperatura normal del medio circundante	de 10° — 35°C
Alimentación de la red de corriente alterna:	
—con frecuencia de 50 Hz	127 y 220 V
—con frecuencia de 400 Hz	115 V
Potencia consumida	300 V·A
Dimensiones exteriores	575 × 340 × 335 mm
Masa	37 kg

2.4. NOCIONES SOBRE LOS GENERADORES DE SEÑALES DE IMPULSOS

En la práctica de las medidas radioeléctricas, para sintonizar y regular los circuitos de impulsos empleados ampliamente en la técnica de comunicación, de televisión, de calculadoras electrónicas, de radiolocalización, de telemandos, etc. y también para modular generadores de frecuencia ultraalta y de frecuencia superelevada, se exigen señales de medidas en forma de impulsos rectangulares de diferentes polaridades, duración y frecuencia de repetición. Los parámetros fundamentales de los impulsos son: altura (amplitud), duración, duración del flanco, duración del corte, irregularidad de la cresta y frecuencia de su repetición.

Los generadores de señales de impulsos son las fuentes de señales rectangulares en forma de impulsos con parámetros conocidos. A estos generadores se les exigen los siguientes requisitos técnicos fundamentales:

— ancha gama de variación de la frecuencia de repetición de los impulsos;
— ancha gama de variación de la duración de los impulsos;
— pequeña duración del flanco y del corte;
— pequeña irregularidad de la cresta.

En la fig. 2.18 *a* se muestra el circuito estructural típico de un generador. El generador maestro (principal) elabora tensiones sinusoidales o de impulsos y determina la frecuencia de repetición de los impulsos. Las soluciones esquemáticas de estos generadores pueden ser diferentes, pero con mayor frecuencia se emplean generadores de circuitos *RC*, multivibradores simétricos u osciladores de bloqueo. Para aumentar la estabilidad de la frecuencia generada, a veces, ellos se sincronizan desde las fuentes externas. A continuación, del generador se toman los impulsos para sintonización de otros instrumentos, en particular, de los osciló grafos.

El bloque de formación de impulsos representa en sí un dispositivo que elabora los impulsos de duración y de forma requerida. Sus soluciones esquemáticas son extraordinariamente variadas, desde

simples circuitos de disparo hasta complejos circuitos multietápicos, que constan de multivibradores de frenaje, osciladores de bloqueo, líneas de retardo, limitadores, etc.

El dispositivo de salida consta de un amplificador de banda ancha y de un atenuador o un divisor de tensión. Este dispositivo tiene por objeto la formación final de los impulsos de altura y de polaridad requerida y también la adaptación del generador de salida con la carga. Si la frecuencia de repetición de los impulsos no supera los cientos kilohertzios, entonces los atenuadores están integrados por resistores.

En calidad de indicadores se emplean voltímetros de impulsos o dispositivos oscilográficos. Los primeros permiten medir la altura

Fig.2. 18. Circuitos estructurales de los generadores de impulsos rectangulares: a) simplificado; *b*) circuito del generador de impulsos Г5-15;

1—generador maestro principal de impulsos; *2*—bloque de formación; *3*—dispositivo de salida; *4*—dispositivo de medición; *5*—bloque de alimentación; *6*—etapa de arranque externo; *7*—oscilador de bloque; *8*—unidad de retardo; *9*—etapas de salida; *10*—divisor de altura de los impulsos; *11*—dispositivo de medición

de los impulsos y los segundos observar en la pantalla del tubo electrónico su forma y controlar la frecuencia de repetición. A veces la altura de los impulsos se compara con una tensión constante conocida; entonces como indicador se emplea el tubo de neón.

El bloque de alimentación consta de varios rectificadores. La tensión de rectificación de uno de ellos se estabiliza para la alimentación del circuito de las etapas de mayor importancia.

La industria nacional produce un gran número de tipos de generadores, que elaboran impulsos de duración desde nanosegundo hasta segundo con frecuencia de repetición desde un hertzio hasta un megahertzio y altura hasta 100 V.

Como ejemplo veamos el circuito estructural y las características técnicas del sencillo y difundido generador tipo Г5-15 (G5-15) (fig. 2.18*b*).

Características técnicas

Duración τ de los impulsos generados	de 0,1 a 10 μs
Regulación de duración	escalonada, cada 0,1 μs
Error de ajuste	$\pm$ (0,1 τ+0,03 μs)
Duración del flanco frontal	no mayor de 0,005 τ+0,075 μs
Duración del corte	no mayor de 0,005 τ+0,15 μs
Frecuencia de repetición de los impulsos F	de 40 a 10 000 Hz
Error de ajuste de la frecuencia de repetición	no mayor de (0,1 F+4 Hz)

Límites de variación gradual de la altura de los impulsos de salida	de 10 a 100 V con una carga de 1000 Ω y 50 pF
Error de medida de ajuste de la altura *A*	$-0,1$ A$+1$ V
Disminución de la altura de los impulsos mediante el divisor escalonado	en 10, 100, 1000, 10 000 veces
Resistencia de salida	
hasta el divisor	1000 Ω
después del divisor	100 Ω
Retención de los impulsos de salida respecto a los impulsos de sincronización	de 0 a 1000 μs
El arranque externo se realiza con impulsos de cualquier polaridad:	
con duración	no menor de 0,5 μs
con altura	no menor de 10 V
con frecuencia de repetición	hasta de 10 000 Hz
o con tensión senusoidal	no menor de 20 V con frecuencias de 50 a 10 000 Hz
Temperatura de trabajo del medio circundante	de 15 a 25°C
Alimentación desde la red de corriente alterna	
con frecuencia de 50 Hz	127 y 220 V
con frecuencia de 400 Hz	115 V
Potencia consumida	150 V·A
Dimensiones exteriores	380 × 290 × 200 mm
Masa	12,5 kg

2.5. NOCIONES SOBRE LOS GENERADORES DE SEÑALES DE RUIDO

Los generadores de señales de ruido se emplean para investigar los aparatos de recepción de frecuencias ultraaltas y superelevadas, al medir las intensidades del campo y para otras investigaciones. Se denominan señales de ruido las oscilaciones eléctricas caóticas que existen simultáneamente de ancha gama de frecuencias (teóricamente con espectro continuo de frecuencias desde 0 hasta ∞) con amplitudes de tensión o de corriente de cada frecuencia relativamente pequeñas (teóricamente infinitesimales). La potencia de las señales de ruido que se emplea, se determina mediante la banda pasante del dispositivo, en cuya entrada ingresan dichas señales. Los generadores de señales de ruido son de construcción muy sencilla, ya que no exigen sintonización, el empleo de atenuadores y un blindaje meticuloso.

Las fuentes de señales de ruido más difundidas son los diodos de vacío, los tubos de descarga de gases y los resistores con impedancia de adaptación, calentadas hasta 460° C (733° K). La corriente de emisión en los diodos varía continuamente debido a la irregularidad de los momentos de vuelo de los diferentes electrones. Esta componente variable de la corriente anódica se denomina corriente de ruido. La corriente de ruido durante el trabajo del diodo en el régimen de saturación, es decir, cuando todos los electrones que abandonan el cátodo alcanzan el ánodo, se halla de acuerdo con la siguiente

fórmula: $I_{ruid} = \sqrt{2eI_{sat}\Delta f}$, donde e es la carga del electrón, en culombios ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C); I_{sat} es la corriente de saturación, en amperios; Δf es la banda pasante del dispositivo en la entrada del cual esta corriente ingresa, en Hertzios.

La corriente de ruido, circulando a través de la resistencia R, crea en ella una tensión de ruido $U_{ruid} = I_{ruid} \cdot R$. Las magnitudes I_{ruid} y U_{ruid} dependen de la corriente de saturación, que, como se sabe, se regula fácilmente con la variación de la corriente de caldeo del diodo.

En la fig. 2.19*a* se muestra el circuito principal del generador de señales de ruido a diodo. La bobina de choque L y el condensador C

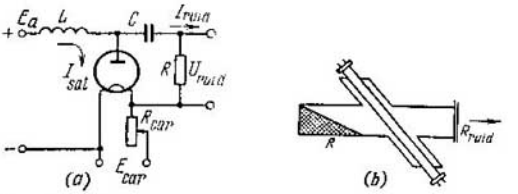


Fig. 2.19. Circuitos de los generadores de señales de ruido: a) a diodo; b) de descarga

separan las corrientes de ruido y de ánodo. El reóstato R_{cal} en el circuito de caldeo regula la corriente de ruido y la tensión. La resistencia de salida del generador se adapta con la carga mediante el resistor R.

Los diodos corrientes se emplean en los generadores de señales de ruido para frecuencias desde algunos kilohertzios hasta cientos de megahertzios, ya que en frecuencias mayores, la corriente de ruido disminuye debido a la acción de la inductancia de los terminales del diodo, su capacidad interelectrónica, la capacidad de montaje y el tiempo de tránsito de los electrones desde el cátodo al ánodo. La construcción especial de los diodos permite [por ejemplo, 2Д2С (2D2C)] obtener señales de ruido hasta de 3000 MHz.

Para la generación de los ruidos, en la gama de ondas decimétricas y centimétricas, en frecuencias superiores a 500 MHz, se emplean tubos de descarga de gases, por ejemplo, con gases de mercurio. Los generadores de ruido de tubos de descarga de gases, se realizan de una construcción coaxial o de guía de ondas. En los últimos, el tubo se instala bajo cierto ángulo al eje del guía de ondas (fig. 2.19*b*) para la mejor adaptación (R es la carga absortiva). Los tubos en los cuales se instala el tubo de descarga de gases, son guías de ondas límites y por eso, a través de ellos no existe la fuga de energía de ruido. Puesto que la potencia de los ruidos en la salida del generador es uniforme sólo en los límites de frecuencias, para las cuales se cumple la adaptación del tubo con el guía de ondas, los generadores

de tubos de descarga de gases se pueden emplear en determinadas secciones del espectro.

La cobertura de frecuencias en los generadores de ruido de construcción de guía de ondas es de 1,3 a 1,4, de construcción coaxial de 2 a 4; por eso para recubrir la gama de frecuencias requerida, se exige una cantidad considerable de generadores.

El generador de señales de ruido de construcción coaxial térmica (fig. 2.20*a*) funciona en el resistor de ruido, hecho de una película fina de material termorresistente con alta resistencia específica. La película se aplica a una barra cerámica delgada, que se conecta, cuando es indispensable, al principio del conductor interno de la

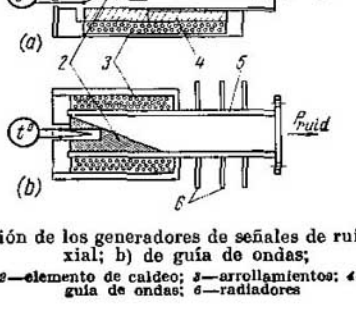


Fig. 2.20. Construcción de los generadores de señales de ruidos térmicos: a) coaxial; b) de guía de ondas;
1—resistor adaptador; 2—elemento de caldeo; 3—arrollamientos; 4—cilindro de cobre; 5—guía de ondas; 6—radiadores

línea coaxial a través de la resistencia de adaptación. El resistor se instala en una cámara que se forma en el cilindro denso de cobre. El cilindro se calienta por el arrollamiento que lo rodea. La temperatura del resistor se establece igual a 733° K (460° C) y se controla con el termopar. La potencia de la obtenida señal de ruido se determina según la fórmula: $P_{ruid} = kT2\Delta f$, donde $k = 1{\cdot}38{\cdot}10^{-23}$J/°K es la constante de Boltzmann, T es la temperatura dinámica, en grados Kelvin, $2\Delta f$ es la banda pasante del dispositivo al cual ingresa la señal de ruido, en hertzios. La gama de frecuencias de los generadores de ruido con salida coaxial es de 0,1 a 4GHz; la resistencia de salida es de 50 a 75Ω.

El generador térmico con salida de guía de ondas (fig. 2.20*b*) trabaja en el resistor de ruido, realizado como carga de guía de ondas cuneiforme de grafito o carborundo. La carga se instala en el trazo térmico del guía de ondas. La temperatura de la carga es igual a la de los generadores con salida coaxial. La gama de frecuencia de los generadores con salida de guia de ondas se determina por el corte del guía de ondas rectangular y no supera el ±20% de la frecuencia

media. Se producen generadores con corte de la guía de ondas de 48 × 24 mm, 35 × 15 mm y de 23 × 10 mm con gamas de frecuencia de 4 a 5,56 GHz, de 5,56 a 8,33 GHz y de 8,33 a 11,54 GHz, respectivamente.

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿Cómo se clasifican los generadores de medida según la forma de sus oscilaciones obtenidas y por la gama de frecuencias generadas?
2. ¿Cómo es el circuito estructural del generador de circuito *RC* y cuál es la función de cada bloque?
3. ¿En qué consiste el principio de trabajo de los generadores de batimientos?
4. ¿Qué circuitos oscilantes se emplean en los generadores de altas y ultraaltas frecuencias?
5. ¿Cuál es el principio de funcionamiento de los atenuadores de corte, de absorción y de polarización?
6. ¿De qué modo se puede cambiar la frecuencia generada por el klistrón de reflexión?

3
Oscilógrafos catódicos

3.1. NOCIONES GENERALES

El oscilógrafo catódico es un aparato que permite observar y copiar (fotografiar) los procesos eléctricos: continuos, periódicos de impulsos, acústicos (no periódicos) e incluso fenómenos solitarios instantáneos, por ejemplo, la descarga eléctrica, así como realizar diferentes medidas. Los oscilógrafos catódicos, encontraron un empleo extraordinariamente amplio no sólo en la radiotécnica, sino en muchas otras ramas de la ciencia y de la técnica. Esto se explica con que mediante el oscilógrafo se puede observar e investigar los procesos de evolución rápida; los que sin él se pueden representar sólo especulativamente. En este sentido el oscilógrafo para el ingeniero es comparable con el aparato de Roentgen para el médico: en ambos casos los medios técnicos permiten observar lo inaccesible a la vista.

Además, el mejoramiento de la construcción del tubo de rayos catódicos (de haz electrónico) de tales dispositivos eléctricos que entran en la composición del oscilógrafo, permitieron hacer de él un instrumento de medida de exactitud, es decir, un instrumento insustituible para los trabajadores de la producción, de la explotación y de la ciencia.

El proceso a investigar se representa en la pantalla del oscilógrafo como línea o figura que representan la dependencia funcional de dos magnitudes $u_1 = f(u_2)$. Tal representación se denomina *oscilograma*. Ya que la mayoría de los procesos eléctricos y radioeléctricos se representan transcurriendo en el tiempo, la dependencia funcional más difundida es la del tiempo $u_1 = f(t)$. En la pantalla del oscilógrafo

se obtiene la representación del mismo proceso con aspecto «no cifrado».

Cualquier osciló grafo consta de un tubo de rayos catódicos y de tres canales eléctricos, por los cuales entra la tensión para la desviación vertical y horizontal del rayo y también para el control de su luminancia (fig. 3.1). El canal de desviación vertical y sus elementos componentes se designan por medio de Y, el canal de desviación ho-

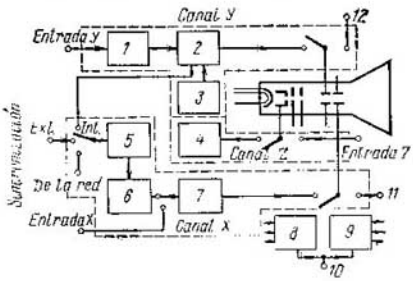


Fig. 3.1. Circuito estructural del osciló grafo universal:

1—divisor de tensión; *2*—amplificador *Y*; *3*—calibrador de amplitud; *4*—calibrador de duración; *5*—bloque de sincronización; *6*—generador de exploración; *7*—amplificador *X*; *8*—bloque de alimentación de baja tensión; *9*—bloque de alimentación de alta tensión; *10*—red; *11*—entrada a las placas *X*; *12*—entrada a las placas *Y*

rizontal, por medio de X y el canal de control del brillo por medio de Z. Por ejemplo: «entrada Y» «amplificador Y», «placas X», etc.

Al osciló grafo se le exige:

— banda de frecuencia lo más ancha posible, transmitida por los canales, especialmente por el canal Y;
— ancha gama de las tensiones que se investigan;
— distorsión mínima de las señales que se investigan;
— alta resistencia de entrada y baja capacidad de entrada;
— buena luminancia y definición de imagen;
— alta estabilidad de la imagen.

Existen osciló grafos de un haz, de doble haz y de varios haces. Por clasificación pertenecen al subgrupo C (instrumentos para la observación, medición e investigación de la forma de la señal y del espectro). Ellos se dividen en universales —C1(S1)..., rápidos—C7(S7)... y de memoria—C8(S8)...

3.2. TUBOS DE RAYOS CATODICOS

El elemento principal del osciló grafo catódico es el tubo de rayos catódicos con control electrostático del rayo. Los tubos con control electromagnético se usan raramente en los osciló grafos.

Recordemos brevemente la construcción y el principio de funcionamiento del tubo de rayos catódicos con control electrostático.

Tal tubo representa en sí una ampolla de vidrio de alto vacío (fig. 3.2), en cuyo interior se encuentran los proyectores de electrones y dos paros de placas mutuamente perpendiculares. El fondo de la ampolla (la pantalla del tubo) se recubre de una capa fina de luminóforo, sustancia capaz de excitarse (iluminarse) al caer los electrones sobre ella. Esta capa forma la pantalla del tubo.

El proyector se predestina para crear un rayo electrónico fino. El consta del cátodo de caldeo indirecto, que dirige y acelera a los

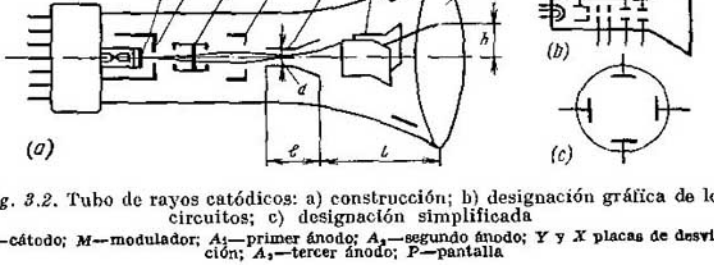


Fig. 3.2. Tubo de rayos catódicos: a) construcción; b) designación gráfica de los circuitos; c) designación simplificada

C—cátodo; *M*—modulador; A_1—primer ánodo; A_2—segundo ánodo; *Y* y *X* placas de desviación; A_3—tercer ánodo; *P*—pantalla

electrones y del sistema de enfoque. El cátodo tiene forma de cilindro, en cuyo interior se instala el calentador. La cavidad en el tope dirigido a la pantalla, se rellena con óxido.

El cátodo está rodeado por el electrodo de mando en el cual se tiene un orificio para el paso de los electrones. El fin del electrodo de mando es concentrar el rayo hacia el eje del tubo y regular su intensidad, es decir, la luminancia de la mancha en la pantalla. Para esto se le transmite una tensión negativa regulada respecto al cátodo, con cuyo valor determinado el rayo se apaga totalmente y el tubo se «cierra». Además, al electrodo de mando se le puede comunicar una tensión alterna externa, que cambiará el brillo establecido o, con otras palabras, modulará el rayo. Por eso al electrodo de mando, frecuentemente se le denomina electrodo de modulación o modulador.

El rayo electrónico debe ser lo más fino posible, ya que con esto se eleva la definición del oscilograma y la precisión de la medida. Por eso se le debe enfocar bien. Un papel principal en el enfoque del rayo juega el primer ánodo, que representa en sí un cilindro con varios diafragmas que se encuentra bajo un potencial positivo de varios cientos de voltios. Regulando el valor de este potencial se puede cambiar el campo eléctrico, creado por el cátodo, el modulador y el primer ánodo, y al mismo tiempo, formar un rayo de final fino.

El electrodo acelerador es el segundo ánodo, que también tiene forma de cilindro. Este electrodo se encuentra bajo un potencial positivo continuo de varios miles de voltios. Este comunica a los

electrones una velocidad complementaria indispensable para la excitación del luminóforo en la pantalla.

En la fig. 3.3 se muestra un circuito simplísimo de alimentación de los electrodos del tubo de rayos catódicos.

Después del segundo ánodo se instalan dos pares de placas mutuamente perpendiculares, a las cuales se transmiten las tensiones alternas a investigar y las tensiones continuas para la instalación inicial del rayo en el lugar necesario de la pantalla. El rayo electrónico se distorsiona bajo la acción del campo de estas tensiones, en dirección vertical y horizontal. Debido a tal acción simultánea de los dos campos mutuamente perpendiculares, el final del rayo prácticamente puede dar en cualquier lugar de la pantalla.

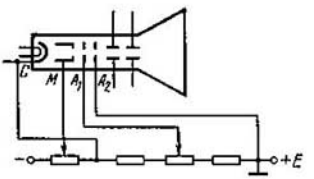


Fig. 3.3. Circuito simplísimo de alimentación de los electrodos del tubo de rayos catódicos

La tensión a investigar se transmite directamente o a través de un amplificador y de un divisor de tensión, como regla, a las placas de desviación vertical. Las placas se unen al segundo ánodo según el circuito simétrico (fig. 3.4), el cual garantiza la igualdad de los potenciales de las superficies medias del tubo (entre las placas) y de la segunda pantalla. Por esta razón disminuye la variación de la trayectoria del rayo y no se perturba su enfoque.

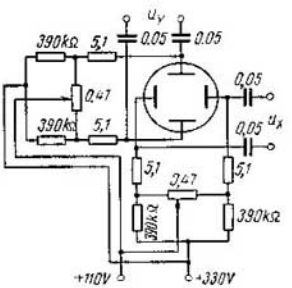


Fig. 3.4. Circuito simétrico de la conexión de las placas de desviación y de la regulación de la posición del rayo

El polo positivo de la fuente de alta tensión y el segundo ánodo se conectan a tierra, lo que garantiza la seguridad del operador al conectar con los terminales de las placas. Entre las placas y el segundo ánodo se conectan resistencias con gran valor nominal, a través de las cuales se transmiten las tensiones desviadoras constantes para el ajuste inicial del rayo. Las tensiones alternas u_X y u_Y ingresan en las placas, a través de los condensadores separadores.

La velocidad de los electrones v, con la cual vuelan en el vacío entre las placas de desviación, depende de la tensión en el segundo ánodo U_{a2} y se determina por la fórmula:

$$v = \sqrt{2\frac{e}{m}U_{a2}}, \qquad (3.1)$$

donde e —es la carga del electrón y m— es su masa.

La deflexión del rayo h, bajo la acción de la tension de la señal u_Y será tanto mayor, cuanto mayor sea la intensidad del campo entre las placas, es decir, cuanto mayor sea u_Y y menor la distancia d entre las placas, cuanto mayor sea el recorrido del rayo entre las placas, es decir, la longitud de las placas l; cuanto mayor sea la distancia L desde las placas hasta la pantalla (fig. 3.2) y cuanto menor sea la tensión U_{a2}, es decir, la velocidad de los electrones.

De este modo, la deflexión del rayo

$$h = \frac{u_Y l\,(L + l/2)}{2dU_{a2}}. \qquad (3.2)$$

La deflexión del rayo en 1 V de tensión constante se denomina sensibilidad estática del tubo:

$$h_T = \frac{h}{u_Y} = \frac{l\,(L + l/2)}{2dU_{a2}},\ \text{mm/V}, \qquad (3.3)$$

Los tubos modernos tienen sensibilidad del orden de 0,4 a 0,8 mm/V.

Las placas de desviación horizontal se instalan cerca de la pantalla y por eso la sensibilidad del tubo en esta dirección es del 10 al 20% menor, que en dirección vertical.

Las pantallas de los tubos se realizan de luminóforos, que se diferencian por el color de la luminiscencia. En los oscilógrafos predestinados para la observación visual se emplean luminóforos willemita (ortosilicato natural de zinc), cuya luminiscencia es verde; en los oscilógrafos, predestinados para fotografiar, sales de tungsteno, cuya luminiscencia es de color azul.

Los tubos de mayor difusión son los de pantallas de 130 mm de diámetro, aunque hay tubos de rayos catódicos con pantallas de 80 y 180 mm de diámetro.

La característica muy importante de la pantalla es su luminiscencia residual (fosforescencia residual). El tiempo de disminución de la luminiscencia hasta el 1% de la luminiscencia en el momento de suspensión de la acción del rayo electrónico, se denomina duración de la luminiscencia residual. La luminiscencia residual se denomina corta si este tiempo es menor de 0,01 seg, media hasta 0,1 seg y larga mayor de 0,1 seg. Los tubos de rayos catódicos con luminiscencia residual larga, facilitan la observación de los procesos no periódicos.

Durante el registro oscilográfico de los procesos rápidos, el rayo electrónico no alcanza a excitar al luminóforo y la luminancia en la pantalla se obtiene muy débil. Pata aumentar la luminancia se emplea la denominada aceleración suplementaria que se realiza por una tensión alta complementaria la cual se transmite al tercer ánodo (fig. 3.2). Este último se instala entre las placas de desviación y la pantalla.

Los terminales de todos los electrodos, a excepción de los del tercer ánodo, pasan a través del zócalo multivástago, ubicado en el

lado opuesto a la pantalla. El terminal del tercer ánodo pasa por la pared lateral de la ampolla del tubo de rayos catódicos para evitar la ruptura en el zócalo.

La resistencia de entrada del tubo de rayos catódicos para las tensiones de señales es considerablemente alta; la gama de frecuencias se limita aproximadamente por la frecuencia de 200 MHz a cuenta de la capacidad entre las placas y de la inductancia de sus terminales y también, a cuenta del tiempo final de tránsito (duración de recorrido) de los electrones entre las placas. En frecuencias más altas, la sensibilidad del tubo disminuye y el oscilograma se deforma. La causa de esta deformación consiste en que el tiempo de tránsito de los electrones, desde el final de las placas de desivación vertical hasta el principio de las placas de desviación horizontal, se hace conmensurable con el período de la señal a investigar y entonces, aparece el desfasaje entre las tensiones desviadoras. También son posibles los fenómenos de resonancia ya que la capacidad de entrada del par de placas es igual de 5 a 8 pF y la capacidad de una placa con respecto a todas las restantes alcanza de 10 a 13 pF.

Para los osciló grafos de doble y de varios haces se producen los respectivos tubos de rayos catódicos; cada rayo se forma por un proyector de electrones separado y se dirige por juegos separados de placas desviadoras. Los proyectores y las placas de los diferentes rayos se blindan con gran meticulosidad.

Los osciló grafos de memoria C8(S8)... funcionan en tubos especiales. La visibilidad de la imagen en la pantalla de tales tubos se puede conservar en el transcurso de un largo tiempo, desde algunos minutos hasta siete días.

3.3. OBTENCION DE IMAGENES EN LA PANTALLA DEL OSCILOGRAFO

Acción de una tensión sobre el rayo electrónico

Si se dirige un rayo al centro de la pantalla del osciló grafo y después se transmite a las placas de desviación una tensión sinusoidal de más de 10 Hz, en la pantalla aparece una línea vertical (fig. 3.5*a*).

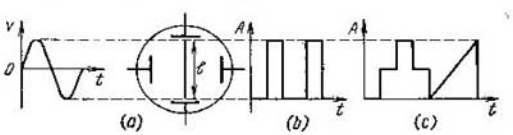


Fig. 3.5. Medida de la tensión

Al aplicar esta misma tensión a las placas X, aparece una línea horizontal. La longitud de la línea en ambos casos es proporcional al

doble de la amplitud de la tensión aplicada. De este modo, ya en este simplísimo caso se ve la posibilidad de medir la tensión.

Si la tensión sinusoidal se transmite directamente a las placas de desviación, entonces se puede determinar su valor medio cuadrático (efectivo) en voltios, conociendo la longitud de la línea l, para lo cual la última se mide con ayuda de la rejilla de medida y la sensibilidad del tubo h_T: $U = l/2\sqrt{2}h_T$.

Durante la transmisión de una tensión de impulsos a las placas de desviación (fig. 3.5*b*) la altura de los impulsos se determina por la fórmula: $A = l/h_T$. Con tal procedimiento se puede medir la tensión desde 20 hasta 250 V con la frecuencia hasta de 100 MHz. Las tensiones inferiores a los 20 V provocan insignificantes desviaciones del rayo y las tensiones superiores a los 250 V pueden conducir a la perforación eléctrica de los condensadores separadores (de corte) conectados entre los bornes de entrada y las placas.

Posibilidades considerablemente grandes en medir la tensión aparecen empleando todo el canal Y. En este caso la tensión medida U se transmite a la entrada del divisor de tensión y después de la amplificación ingresa a las placas Y. El coeficiente de división y de amplificación en el canal Y se eligen de manera que sea cómodo medir la longitud de la línea l en la pantalla del oscilógrafo.

Después de determinar la línea se desconecta la tensión a medir y se halla la sensibilidad del oscilógrafo h_0, para la posición dada de las manivelas del divisor y de la regulación de amplificación. Para esto se transmite a la misma entrada (manteniendo la misma posición de la manivela) una tensión conocida (calibrada) U_{cal} y se mide la longitud de la línea l_{cal} en la pantalla.

La sensibilidad del oscilógrafo $h_0 = l_{cal}/U_{cal}$ y la tensión a medir $U = l/h_0$. Si al determinar la sensibilidad del oscilógrafo, se hace necesario cambiar el coeficiente de división, entonces es evidente que $U = \alpha_2 l/\alpha_1 h_0$, donde α_1 es el coeficiente de división durante la medida, es decir, para definir la línea l; α_2 es el mismo coeficiente durante la calibración, o sea, durante la determinación de la línea l_{cal}. La frecuencia de la tensión a medir debe encontrarse en los límites de la característica de frecuencia uniforme del amplificador Y del oscilógrafo dado.

Es necesario señalar que medir tensiones con ayuda del oscilógrafo no es muy cómodo. Pero al medir la altura de los impulsos con gran factor de forma de éstos y a señales complejas (fig. 3.5*c*) el oscilógrafo es insustituible.

Con ayuda de los oscilógrafos se pueden medir corrientes de alta frecuencia. Para esto se mide la caída de tensión creada con la corriente desconocida, en el resistor con resistencia conocida.

Los errores de medida de tensión con ayuda de los oscilógrafos se componen del error del cálculo de la longitud de la línea en la pantalla y del error de la determinación de la tensión de calibración. El primer error depende del diámetro del rayo y disminuye al mejorar el enfoque, al disminuir el brillo y al prolongar la línea. El se-

gundo error se puede disminuir con la disminución de la tensión de calibración con el instrumento patrón.

El calibrador de amplitud, empotrado en el oscilógrafo viene a ser la fuente de la tensión de calibración. En forma más simple, el calibrador de amplitud representa en sí un dispositivo, en el cual la tensión de la red se forma en el meandro con ayuda de dos estabilizadores de tensión (tubos reguladores de tensión). El valor de la tensión de calibración se establece con ayuda del divisor de tensión en los límites de 0,05 y 200 V, con un error de $\pm 10\%$. Los calibradores de amplitud modernos se realizan según el circuito del multivibrador simétrico en una frecuencia de 1 a 2 kHz.

Acción de dos tensiones sobre el rayo electrónico

Como ya se señaló, durante la transmisión simultánea de dos tensiones *constantes* a los dos pares de placas de desviación, el rayo electrónico se desvía bajo su acción y su final crea un punto luminoso en cierto lugar de la pantalla (fig. 3.6). Este lugar depende de las tensiones de desviación aplicadas U_Y y U_X y de la sensibilidad del tubo por cada par de placas h_Y y h_X: $l_X = U_X h_X$, $l_Y = U_Y h_Y$; la desviación resultante $l = \sqrt{l_X^2 + l_Y^2}$ y el ángulo $\psi = \text{arc tg}\,(l_Y/l_X)$.

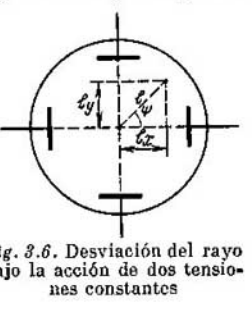


Fig. 3.6. Desviación del rayo bajo la acción de dos tensiones constantes

Con la acción simultánea sobre el rayo electrónico de dos tensiones *alternas* aplicadas a ambos pares de placas la desviación, en la pantalla del oscilógrafo aparece el oscilograma en forma de línea o de figura. El aspecto de esta figura depende de la forma, de la frecuencia y del valor de cada una de las tensiones aplicadas a las placas de desviación. Tales oscilogramas se denominan figuras de Lissajous.

La tensión a investigar que ingresa a las placas Y se representa en la pantalla «desplegada» por el eje X en correspondencia con la ley de variación de la tensión en las placas X, por eso la tensión U_X se llama *tensión de exploración*.

En dependencia de la forma de la última, la exploración puede ser lineal, sinusoidal, circular (elíptica), en espiral y radial.

El mayor empleo en las medidas radioeléctricas lo tienen las exploraciones periódicas: lineal, sinusoidal y circular, y rara vez, la exploración en espiral. Para observar los impulsos de gran factor de forma de éstos, así como de los procesos no periódicos y unitarios se emplea la exploración de bloqueo.

3.4. EXPLORACION DE LAS IMAGENES

Exploración periódica lineal

El tipo de exploración de la imagen más usado es el periódico lineal. La tensión de esta exploración crece proporcionalmente al tiempo y por eso el rayo se mueve por la pantalla del oscilógrafo con velocidad uniforme. El aumento de la tensión de exploración cesa en el momento en que el rayo alcanza el límite de la pantalla, entonces esta tensión cae instantáneamente hasta cero. Con esto el rayo también se lanza instantáneamente hacia el límite opuesto de la pantalla del tubo. Así sucesivamente el proceso se repite y el rayo traza una recta en la pantalla del tubo, o sea, *la linea de exploración.*

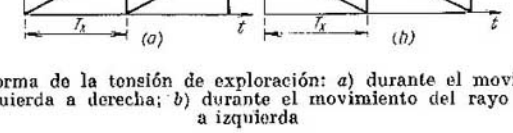


Fig. 3.7. Forma de la tensión de exploración: *a*) durante el movimiento del rayo de izquierda a derecha; *b*) durante el movimiento del rayo de derecha a izquierda

Como regla, la tensión de exploración se transmite a las placas X y por eso la línea de exploración resulta horizontal. Según la forma de la tensión de exploración el rayo se establece en el límite izquierdo o derecho de la pantalla (fig. 3.7), y se desenvuelve de izquierda a derecha o de derecha a izquierda; y después regresa instantáneamente a la posición de partida. En este caso la exploración será lineal, si en los límites de su período T_X la tensión que se explora varía proporcionalmente al tiempo $u_X = at$.

Si se transmite a las placas Y la tensión de la señal a investigar u_Y, entonces el rayo recibe una desviación vertical complementaria y en la pantalla aparece el oscilograma de la tensión a investigar, en función del tiempo $u_Y = f(t)$.

En este caso, el oscilograma permanecerá inmóvil si el período de la exploración es igual o múltiplo al período de la señal $T_X = nT_{sen}$, o la frecuencia de la señal es igual o múltiplo a la frecuencia de exploración $f_Y = nf_X$, $n = 1, 2, 3 \ldots$

Las tensiones de exploración proporcionales al tiempo, se elaboran con dispositivos especiales que se denominan generadores de exploración. En los generadores reales no se consigue obtener un incremento lineal exacto de la tensión de exploración y su caída instantánea hasta cero; por eso el rayo electrónico se mueve desuniformemente por el diámetro de la pantalla del tubo electrónico y no regresa instantáneamente a la posición inicial. Las formas reales de las tensiones que se exploran recuerdan los dientes de sierra

(fig. 3.8) por eso la exploración lineal frecuentemente se denomina serriforme.

El período de exploración T_x se divide en dos partes desiguales: la parte mayor T_{rec} se denomina tiempo de movimiento recto del rayo, la menor T_r, tiempo de retorno del rayo. De este modo $T_x = T_{rec} + T_r$.

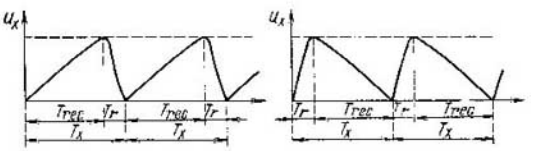


Fig. 3.8. Formas reales de la tensión de exploración

La diferencia entre la forma real de la tensión que se explora y la ideal, provoca una deformación del oscilograma (véase la fig. 3.7). En la fig. 3.9 se muestran los oscilogramas, las tensiones de exploración y la tensión sinusoidal a investigar.

Del estudio de los oscilogramas de las figs. 3.9*a* y *b*, construídos para el caso particular de igualdad de los períodos, se desprende

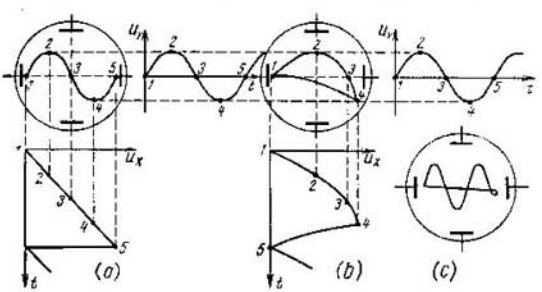


Fig. 3.9. Oscilogramas que se obtienen para las formas ideal y real de las tensiones de exploración

que durante la construcción de los osciló grafos es indispensable conseguir la mayor linealidad posible de la tensión en diente de sierra y la mayor rapidez posible de la marcha de retorno del rayo, en comparación con su marcha recta.

Durante el tiempo de retorno del rayo parte de la imagen de la tensión a investigar se pierde, por eso el período de exploración se elige, como mínimo, en dos veces mayor que el período de la tensión a investigar. Con esto se obtiene en la pantalla del osciló grafo un período en aspecto no deformado (fig. 3.9*c*). El tiempo de retorno

del rayo en los osciló grafos modernos es un 5% del período de exploración y por eso el tiempo de movimiento recto del rayo se considera aproximadamente igual al período de exploración $T_X \approx T_{rec}$.

La no linealidad de la tensión en diente de sierra, en el trazo de movimiento recto del rayo en los osciló grafos de empleo general (universal), se encuentra en los límites del 2 al 5%.

El generador de exploración periódica lineal produce tensión en diente de sierra, cuya frecuencia puede variar en amplios límites. Se emplea exploración con frecuencias desde fracciones de hertzios hasta decenas de megahertzios. En cuanto al valor máximo de la tensión de exploración no se le presentan requisitos determinados, ya que en el canal de desviación horizontal hay un amplificador.

Por medio de la carga y la descarga del condensador se crea una tensión proporcional al tiempo. La conexión de la carga a la descarga se realiza automáticamente con instrumentos electrónicos en los circuitos correspondientes. Los generadores de exploración se estudiarán más adelante.

Exploración de bloqueo

La exploración continua lineal estudiada anteriormente es apta para la observación de las señales periódicas continuas y de impulsos, cuya frecuencia de repetición es del mismo orden que el de la frecuencia de base de tiempos. Pero si es indispensable investigar señales de impulsos de gran relación de sucesión, la exploración continua no garantiza una observación satisfactoria. Esto se explica por la gran relación de sucesión, el período de repetición de los impulsos T_{imp} supera considerablemente a la duración del impulso τ_{imp}; y si T_{imp} es igual al período de exploración T_X la representación del impulso en la pantalla será muy corta. Por ejemplo, si la frecuencia de repetición de los impulsos $F_{imp} = 1000$ Hz, es decir, $T_{imp} = T_X = 1/F_{imp} = 10^{-3}\ c = 10^3\ \mu s$ y la duración del impulso $\tau_{imp} = 2\mu s$, entonces el impulso ocupará la $\tau_{imp}/T_X = 2/1000 = 1/500$ parte de la línea de exploración. Para una longitud de la línea de exploración de 100 mm la duración del impulso sólo es de 0,2 mm, es decir, que prácticamente su observación es imposible.

Si el período de la exploración se establece conmensurable con la duración del impulso, entonces la representación de éste será lo suficientemente amplia pero muy pálida e inestable; o sea, nuevamente no apta para la observación. La causa del brillo pequeño consiste en que de miles de carreras del rayo (conforme al ejemplo expuesto), solamente una carrera es útil, es decir, la que «dibuja» el impulso.

Aún peor son las cosas si es necesario observar procesos aperiódicos y solitarios. La exploración continua periódica por principio no puede garantizar su observación.

Es evidente que una observación de alta calidad de los impulsos de gran relación de sucesión y también de los procesos aperiódicos

y solitarios, es posible sólo, en este caso, si la señal a investigar y la tensión de exploración, respectivamente, ingresan a las placas Y y X sincronizadamente. Este problema lo resuelve la exploración de bloqueo.

El generador de exploración (de barrido, de base de tiempo) de bloqueo en ausencia de la señal no genera oscilaciones o como se dice «espera». En el momento de ingresar la señal al canal Y el generador elabora tensión, suficiente en magnitud y duración, para la cómoda exploración de la imagen en la pantalla del osciló grafo. El generador de exploración de bloqueo se puede «poner en funcionamiento» desde la señal a investigar o poner en funcionamiento el generador y la misma fuente de la señal desde un mismo dispositivo de lanzamiento (arranque). En ambos casos la sincronización de la exploración es ideal y la imagen inmóvil.

Aunque durante el lanzamiento de la exploración con la señal a investigar existe el peligro que el flanco frontal de la señal no se reproduzca en la pantalla del osciló grafo ya que el proceso de exploración se inicia con un pequeño pero finito retraso t_{retr} respecto al principio de la señal. Esto se manifiesta especialmente durante la investigación de tensiones de impulsos con pendientes de los bordes, cuya duración puede ser menor que el tiempo de retraso del principio de la exploración.

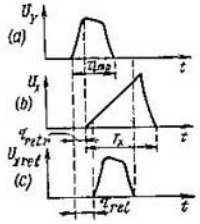


Fig. 3.10. Explicación del retardo necesario de la señal para la exploración de bloqueo

Para que la imagen en la pantalla represente todo el proceso, la señal se retiene en el canal Y, o en la fuente de la señal durante el tiempo t_{ret} mayor que el tiempo de retraso t_{retr} del principio de la exploración.

En la fig. 3.10*a* se muestra la señal del impulso u_Y que pone en funcionamiento el generador de exploración de bloqueo, que elabora la tensión de exploración u_X con retraso en el tiempo t_{retr} (fig. 3.10*b*). Es evidente que con tal relación de tiempo entre el principio del impulso y el principio de la exploración el flanco frontal del impulso en la pantalla del osciló grafo es invisible. En la fig. 3.10*c* se muestra la misma señal pero desplazada en el tiempo $t_{ret} > t_{retr}$, a causa de lo cual el flanco posterior y frontal de toda la señal se inscriben en la duración de exploración y ésta se reproduce completamente. Para realizar el retardo de la señal, en el canal Y del osciló grafo se introduce un dispositivo especial, es decir, la línea de retardo. Al transmitir simultáneamente la señal a la entrada Y y al generador de exploración de bloqueo, la línea de retardo retrasa el ingreso de la señal a las placas Y hasta el momento cuando en las placas X aparece la tensión de exploración (fig. 3.11).

Como ya se sabe, las líneas largas, por ejemplo los cables coaxia-

les, retienen la señal, pero su empleo es incómodo ya que para la obtención de la retención de la señal en algunas décimas de microsegundos es necesario que la señal pase a través de varias decenas de metros de cable.

En la práctica, como dispositivos de retardo se emplean líneas artificiales, que representan en sí grupos de elementos L y C iguales,

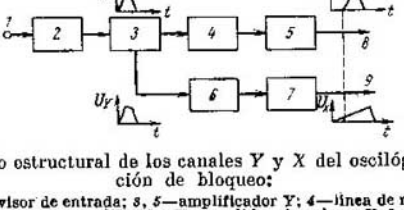


Fig. 3.11. Circuito estructural de los canales Y y X del oscilógrafo con exploración de bloqueo:

1—entrada Y; *2*—divisor de entrada; *3*, *5*—amplificador Y; *4*—línea de retardo; *6*—generador de exploración de bloqueo; *7*—amplificador X; *8*—salida a las placas Y; *9*—salida a las placas X

conectados en serie, por el circuito del filtro de bajas frecuencias. Para que las deformaciones introducidas por la línea sean mínimas, las inductancias y las capacidades en los diferentes elementos se eligen pequeñas y toda la línea se carga en resistencia óhmica, igual a su impedancia de onda:

$$R_{car} = \sqrt{L/C}. \tag{3.1}$$

El número de elementos n en la línea se determina por el tiempo de retardo necesario $t_{ret} = nt_{ret1}$, donde:

$$t_{ret1} = \sqrt{LC}; \tag{3.2}$$

retardo con un elemento.

Calculemos la línea de retardo del oscilógrafo (fig. 3.12). Por lo sabido del circuito, la resistencia de carga $R_{car} = 600\Omega$ y la capa-

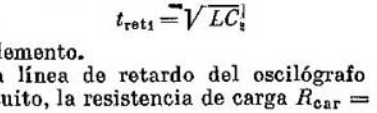


Fig. 3.12. Línea de retardo con carga

cidad de los condensadores en los elementos $C = 39$ pF, encontramos el número de elementos si el retardo $t_{ret} = 0{,}5$ μs.

De acuerdo con la fórmula (3.1) la inductancia en el elemento $L = R_{car}^2 C = 600^2 \cdot 39 \cdot 10^{-12} = 14 \cdot 10^{-6} = 14\mu$H. Según la fórmula (3.2) determinamos el tiempo de retardo con un elemento: $t_{ret1} = \sqrt{LC} = \sqrt{14 \cdot 10^{-6} \cdot 39 \cdot 10^{-12}} = 2{,}35 \cdot 10^{-8}$ s entonces el número de elementos $n = t_{ret}/t_{ret1} = 0{,}25 \cdot 10^{-6}/2{,}35 \cdot 10^{-8} \approx 11$.

Durante la exploración de bloqueo no puede hablarse del período o de la frecuencia de exploración, ya que el proceso puede ser no periódico. Aquí su duración t_x puede ser un parámetro de la exploración. De la fig. 3.10 se desprende que para la cómoda observación, la duración de la exploración debe ser aproximadamente dos veces mayor que la duración del impulso τ_{imp}.

Es necesario tener en cuenta, que durante la observación de los impulsos con gran relación de sucesión y con pendientes de los bordes, la imagen resulta insuficientemente clara y las líneas de los flancos pueden ser completamente invisibles. Esto se explica con que el rayo se mueve por la pantalla del oscilógrafo muy rápido y el luminóforo no alcanza a excitarse como se debe. Para mejorar el brillo de la imagen se transmite simultáneamente con el principio de la exploración, al electrodo regulador del tubo de rayos catódicos un impulso de tensión positivo (o al cátodo uno negativo) que aumenta la intensidad del rayo y el brillo de la imagen. Tal impulso se denomina de «alumbrado»; su duración debe estar relacionada con la duración de la exploración, por eso este impulso se toma del punto correspondiente del circuito del generador de exploración de bloqueo.

Si el oscilógrafo trabaja en el régimen de exploración de bloqueo, entonces al estar ausente la señal del lado izquierdo de la pantalla se ve un punto luminoso (el rayo «espera» el comienzo de la exploración). Este punto encontrándose largo tiempo en un mismo lugar de la pantalla, puede dañarla. Para eliminar este peligro el rayo se apaga con el regulador manual del brillo. Debido al alumbrado el rayo en el proceso de exploración se ve sólo en el tiempo de movimiento recto.

Para observar los fenómenos solitarios, se emplean oscilógrafos de memoria o con tubos catódicos que tienen gran tiempo de persistencia (remanencia).

Exploración sinusoidal

Durante la exploración sinusoidal se transmite a las placas X la tensión $u_x = U_x \operatorname{sen} \omega t$. Si en las placas Y la tensión está ausente, entonces en la pantalla del tubo aparece una línea horizontal, es decir, la línea de exploración.

Se debe recordar que esta línea se crea con el movimiento no uniforme, tanto en dirección como en velocidad del rayo luminoso. Cada medio período de la tensión de exploración provoca el desplazamiento del rayo por la pantalla a la derecha y a la izquierda, con velocidad que cambia por una ley sinusoidal. Por consecuencia, la exploración sinusoidal no es lineal.

Examinemos ahora el proceso de obtención de la imagen en la pantalla del tubo oscilográfico durante la exploración sinusoidal, si a las placas Y se les aplica una tensión de la misma frecuencia y

forma que a las placas X, pero que tiene cierta fase inicial φ: $u_Y = U_Y \operatorname{sen}(\omega t + \varphi)$.

Es cómodo estudiar este proceso gráficamente (fig. 3.13*a*). Los períodos de las tensiones aplicadas se separan en varias partes iguales (mientras más partes, más exacta es la construcción) y sus ordenadas se proyectan a la representación esquemática de la pantalla del tubo. Los puntos de intercepción de las líneas de proyección se designan con las mismas cifras que las partes de los períodos y se unen entre

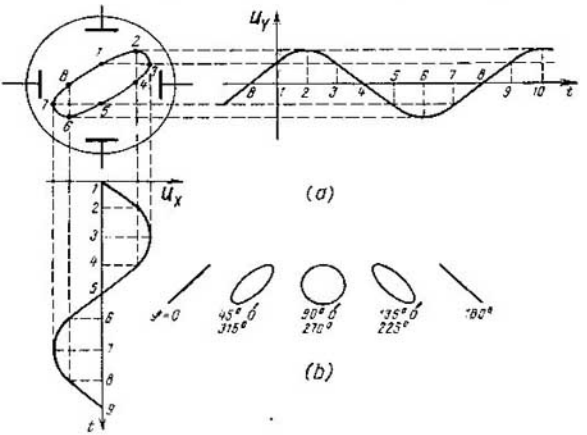


Fig. 3.13. Figuras de Lissajous siendo las frecuencias de dos tensiones iguales: *a*) construcción de la figura; *b*) figuras con diferentes desfasajes

ellos con una línea curva delgada. La figura de Lissajous que se obtiene, es una elipse. Ella será visible en la pantalla del oscilógrafo si la frecuencia de las tensiones desviadoras son mayores de 15 Hz. Si esta frecuencia es menor, entonces se puede ver como el final del rayo, en forma de punto luminoso, describe esta figura. En el caso estudiado, el punto se desplaza en relación con las cifras, es decir, por el horario. En presencia de otros desfasajes entre las tensiones que tienen igual frecuencia u_Y y u_X, la forma de la figura de Lissajous cambia y adquiere el aspecto mostrado en la fig. 3.13*b*. Se debe tener en cuenta que la pendiente de la figura depende no sólo de la relación de los desfasajes, sino también de la relación de las amplitudes.

Examinemos con el mismo procedimiento la obtención de la figura de Lissajous, a frecuencias múltiples de las tensiones aplicadas. Sea por ejemplo, la frecuencia f_Y dos veces superior a la frecuencia f_X, las fases iniciales idénticas y las amplitudes iguales entre sí.

La construcción de la figura se muestra en la fig. 3.14*a* y no exige aclaraciones especiales. Si las fases iniciales no son iguales, entonces el «ocho» adquiere el aspecto mostrado en la fig. 3.14*b*.

Las figuras en la pantalla del osciló grafo están inmóviles sólo en el caso cuando los períodos (frecuencias) de las tensiones aplicadas se relacionan uno al otro, como números enteros: $T_1/T_2 = n/m$. Esto se explica, con que durante el espacio de tiempo $T = mT_1 = nT_2$ los períodos de ambas tensiones se repiten un número entero de veces

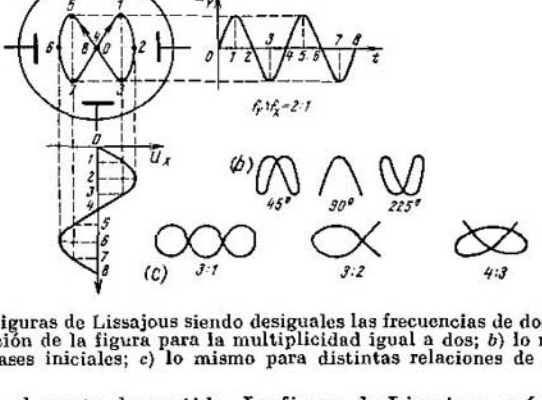


Fig. 3.14. Figuras de Lissajous siendo desiguales las frecuencias de dos tensiones: *a*) construcción de la figura para la multiplicidad igual a dos; *b*) lo mismo para diferentes fases iniciales; *c*) lo mismo para distintas relaciones de frecuencias

y regresan al punto de partida. La figura de Lissajous, así obtenida, puede tener aspecto cerrado, con la relación múltipla de n/m y abierto, con la relación no múltipla (fig. 3.14*c*).

Se debe tener en cuenta que la mejor estabilidad de la figura se obtiene para pequeños valores de n y m y la estabilidad total de la figura de Lissajous se garantiza con la igualdad o multiplicidad de las frecuencias. Con la relación de frecuencias no iguales a números enteros, la figura se desplaza por la pantalla. Mas si la relación de las frecuencias es próxima a un número entero, ella se desplaza lentamente adquiriendo diferentes formas. Si la diferencia es grande, entonces la figura se desplaza tan rápido que en la pantalla se ven sólo sus huellas que confluyen en un rectángulo luminoso ininterrumpido, los lados del cual se determinan con las amplitudes de las tensiones aplicadas.

Exploración elíptica y circular

Durante la transmisión de dos tensiones sinusoidales de exploración de una misma frecuencia a ambas entradas del osciló grafo, en la pantalla aparece la trayectoria del rayo en forma de elipse o cír-

culo en dependencia del desfasaje entre las tensiones y de la relación de sus amplitudes. Si el rayo describe una trayectoria en forma de elipse, la exploración se denomina elíptica, si en forma de círculo, circular.

Para obtener la exploración elíptica o circular (fig. 3.15) se suministra la tensión u_{exp} al circuito divisor de fase CR, del cual

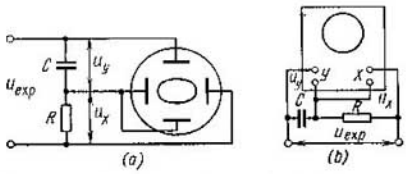


Fig. 3.15. Circuitos para obtener la exploración elíptica y circular: *a*) durante la transmisión a las placas de las tensiones que se exploran; *b*) durante la transmisión a las entradas del oscilógrafo de las tensiones que se exploran

se toman dos tensiones desplazadas en fase, una con respecto a la otra en 90°: $u_Y = U_Y \operatorname{sen}(\omega t + \pi/2)$, $u_X = U_X \operatorname{sen} \omega t$.

Estas tensiones se aplican a las placas de desviación del tubo de rayos catódicos y crean en la pantalla del oscilógrafo la figura de Lissajous (véase la fig. 3.13) en forma de elipse o de círculo.

El rayo da una vuelta durante el tiempo, igual al período de la tensión que se explora, y el número de sus vueltas por segundo es igual a la frecuencia de la tensión que se explora en hertzios.

La exploración circular se obtiene con la condición de igualdad de la deflexión máxima del rayo en las verticales y horizontales, lo que es posible al cumplirse las siguientes igualdades:

$$h_Y U_Y = h_X U_X, \tag{3.3}$$

si las tensiones que se exploran entran directamente en las placas (véase la fig. 3.15*a*) y

$$h_Y K_Y U_Y = h_X K_X U_X, \tag{3.4}$$

si ellas entran a las entradas Y y X del oscilógrafo (véase la fig. 3.15*b*).

La igualdad (3.3) se alcanza variando la tensión U_X (regulando el valor nominal de la resistencia R del circuito del divisor de fase), y la igualdad (3.4), regulando la amplificación en los canales correspondientes. Para facilitar la obtención de la exploración circular los parámetros C y R se eligen de la condición $R \approx 1/\omega C$.

Durante la exploración elíptica o circular, la tensión a investigar se transmite al modulador del tubo de rayos catódicos o a su primer ánodo. En el primer caso, el rayo electrónico se apaga y se enciende con la frecuencia de la tensión que se investiga, en el segundo, con esta misma frecuencia cambia la sensibilidad del tubo, lo que conduce

a la variación de la inclinación máxima del rayo. Los oscilogramas tienen forma de círculo de puntos o de rueda dentada.

Del resumen expuesto sobre las exploraciones elípticas circular y sinusoidal se deduce, que con ayuda del osciló grafo pueden medirse frecuencias, desfasajes y otras magnitudes. Cómo se realiza esto, se expone más adelante en los apartados correspondientes.

3.5. CANALES DE MANDO DEL RAYO

Canal de desviación vertical

El canal Y (fig. 3.16) se predestina para amplificar la tensión de la señal a investigar y su retardo y transformar la tensión monofásica en tensión bifásica. En la entrada del canal Y, se prevé un divisor de tensión. Su función es disminuir la tensión de las señales a investigar hasta un valor en cuya presencia la primera etapa del

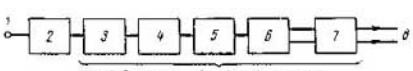


Fig. 3.16. Circuito estructural del canal de desviación vertical del rayo: *1*—entrada Y; *2*—divisor de tensión; *3*—etapa de entrada; *4*—línea de retardo; *5*—preamplificador; *6*—etapa de inversión de fase; *7*—etapa defasadora; *8*—salida hacia las placas Y

amplificador funciona en el régimen de clase A, es decir, con las distorsiones no lineales mínimas. La presencia de tal divisor permite transmitir a la entrada del osciló grafo tensiones considerables.

El divisor de tensión de entrada debe responder a las siguientes exigencias técnicas fundamentales:

— el coeficiente de división debe ser constante en toda la gama de frecuencias para la cual ha sido calculado el osciló grafo;

— la tensión debe dividirse con eslabones de multiplicidad conocida;

— la resistencia de entrada debe ser la mayor posible y la capacidad de entrada, la menor posible.

Para mantener la constancia del coeficiente de división en toda la gama de frecuencias, es necesario que la constante de tiempo del circuito de entrada quede invariable con cualquiera de sus valores. A esta condición le corresponde el circuito denominado «divisor de compensación» (fig. 3.17*a*).

En la posición «1 : 1» del conmutador P, la señal de entrada ingresa, a través del condensador C_5, a la resistencia R_1 (ya que el circuito C_4R_4 se cortocircuita) de donde se toma directamente hacia la entrada del tubo de la primera etapa del amplificador. En esta posición no hay división de tensión.

La resistencia de entrada y la capacidad del divisor de tensión se determinan con el valor nominal de la resistencia R_1 igual a

2,2 MΩ, así como con la capacidad del tubo y la capacidad de montaje $C_1 \approx 25$ pF. La constante de tiempo del circuito de entrada $\tau = 2{,}2 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12} = 55\mu s$.

En la posición «1 : 10» del conmutador, se conecta el circuito R_2C_2 en paralelo al circuito R_1C_1 y en serie con ellos, el circuito R_4C_4 (fig. 3.17*b*). La resistencia entre los puntos *a* y *b* es de 2,2 MΩ y entre *b* y *c* es de 240 kΩ, la resistencia total es igual a 2,44 MΩ.

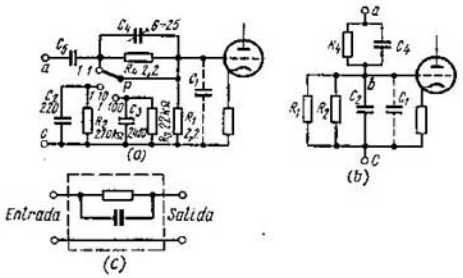


Fig. 3.17. Circuitos del divisor de tensión de entrada: *a*) completo; *b*) al dividir 1 : 10; *c*) de divisor portátil

Ahora la tensión a investigar se distribuye de la siguiente manera: 9/10 de ésta cae entre los puntos *a* y *b* y 1/10, entre los puntos *b* y *c*, y después ingresa a la entrada del tubo. Para que la constante de tiempo del circuito de entrada del divisor en esta posición del conmutador se conserve también invariable, en paralelo al condensador C_1 se conecta el condensador C_2, que aumenta tantas veces la capacidad en la entrada del tubo, cuantas disminuye la resistencia entre los puntos *b* y *c*. Con esto, la capacidad de entrada del divisor de tensión no crece, ya que en serie con los condensadores C_1 y C_2 se conecta el condensador C_4 de pequeña capacidad.

En la posición «1:100» del conmutador, la resistencia entre los puntos *b* y *c* es 1/100 de la resistencia total y la capacidad tiene que aumentar en 100 veces para que la constante de tiempo de nuevo se mantenga invariable. A veces se añade al oscilógrafo un divisor de tensión portátil complementario (fig. 3.17*c*).

La sensibilidad de los tubos de rayos catódicos es pequeña, en consecuencia, para la deflexión del rayo en toda la pantalla es indispensable transmitir cientos de voltios a las placas de desviación. Las tensiones de las señales a investigar pueden ser considerablemente menores, por eso en el canal *Y* del oscilógrafo se prevé un amplificador. Éste se dota con una regulación de amplificación, lo que permite establecer dimensiones verticales del oscilograma cómodas. Los requisitos fundamentales para el amplificador del canal *Y* son:

— suficiente coeficiente de amplificación;

— gran resistencia de entrada y pequeña capacidad de entrada;

— ancha gama de frecuencias de las tensiones amplificadas;
— deformaciones de amplitud y de fase mínimas;
— tensión de salida simétrica.

El coeficiente de amplificación se determina por la sensibilidad necesaria del oscilógrafo y se consigue con la elección del número de etapas correspondientes y su solución esquemática.

La sensibilidad del oscilógrafo h_{osc} por el canal dado, se halla a base del producto de la sensibilidad del tubo h_T por el factor de amplificación K del amplificador: $h_{osc} = Kh_T$. Dicha sensibilidad depende del tamaño de la pantalla y de la tensión mínima de la señal a investigar. Su valor en los oscilógrafos de baja sensibilidad varía desde 10 hasta 25 mm/V, en los oscilógrafos de alta sensibilidad hasta algunos mm/mV. En el primer caso, se usan amplificadores en cascada o bietápicos, cuya amplificación es de 25 a 50, en el segundo, amplificadores polietápicos con amplificación de varios miles.

Los amplificadores se realizan según diferentes circuitos, dependiendo de la banda de frecuencias transmitidas exigida; para gamas de frecuencias desde unidades hasta 10 MHz se emplean circuitos de amplificadores acoplados por resistencias con correcciones en las zonas de frecuencias bajas y altas. Tales amplificadores, generalmente constan de varias etapas (fig. 3.16), es decir, de la entrada, la de preamplificación, la de inversión de fase y la de salida. La etapa de entrada se fabrica según el circuito del amplificador de cátodo servoasistido con lo que se consigue gran resistencia de entrada y pequeña capacidad de entrada; en calidad de carga se conecta la línea de retardo. La amplificación fundamental se asegura en las etapas de preamplificación. La etapa de inversión de fase, frecuentemente se realiza según un circuito sencillo con cargas separadoras. La etapa final debe crear en la salida dos tensiones simétricas en oposición de fase y tener poca resistencia de salida. Tales etapas se llaman defasadoras.

La etapa defasadora funciona en la carga capacitiva C_{car} que consta de la conexión en paralelo de la capacidad de las placas de desviación C_{pl}, del tubo de rayos catódicos, de la capacidad de montaje C_{mon} y de la capacidad de salida C_{ac} del tubo de esta misma etapa. Tal carga no emplea potencia activa y por eso, da la impresión que en la etapa final pueden utilizarse receptores de baja potencia y válvulas amplificadoras. Sin embargo, esto no es así. Para que la característica de frecuencia de la etapa defasadora sea uniforme hasta muy altas frecuencias, la constante del tiempo $\tau_{sal} = R_{sal}C_{car}$, debe ser lo menor posible. El factor

$$C_{car} = C_{a.c}^{inc} + C_{pl} + C_{mon},$$

tiene un valor determinado, por consecuencia, se puede disminuir sólo R_{sal}. Por eso en las etapas de salida se usan pentodos de salida o triodos o incluso lámparas osciladoras (generatrices) de baja potencia con baja resistencia interna.

En la fig. 3.18 se muestra el circuito simplificado del amplificador del difundido osciló grafo C1-5 (S1-5). Para esegurar la linealidad de las características de amplitud y de fase-frecuencia, en todas las etapas se emplea una profunda contrarreacción. Al conmutar los elementos correctores en la etapa defasadora se cambia la banda pasante de la «estrecha», comprendida en los límites de 10 Hz a 500 kHz,

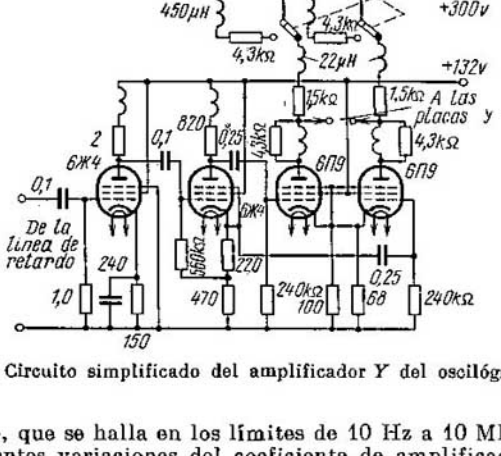


Fig. 3.18. Circuito simplificado del amplificador *Y* del osciló grafo C1-5

a la «ancha», que se halla en los límites de 10 Hz a 10 MHz con las correspondientes variaciones del coeficiente de amplificación desde 250 hasta 80.

El aumento del límite superior de las bandas de frecuencias en los amplificadores acoplados por resistencias está relacionado con grandes dificultades, ya que con esto disminuye la amplificación y empeora la estabilidad. Sin embargo, el empleo de nuevos tipos de tubos electrónicos con una gran pendiente de las características en las estapas preamplificadoras y de cascadas en la final permite ampliar la banda pasante hasta 20 MHz con el factor de amplificación igual a 180; al reducir la banda pasante hasta 2 MHz, el factor de amplificación alcanza hasta 1800. Tal amplificador se emplea, por ejemplo, en el osciló grafo C1-20 (fig. 3.19).

Las primeras dos etapas están integradas por tubos 6Ж9П (6Zh9P) y 6Ж11ПЕ (6Zh11PE), y en principio, no se diferencian de las corrientes etapas de resistencia de amplificación. La pequeña carga, 700Ω, la contrarreacción y el circuito de corrección garantizan una alta gama de frecuencias; para su reducción se conecta en serie a la carga principal la resistencia adicional. El amplificador de salida se monta en cuatro tubos 6Э5П (6E5P), conectados en pares a las cascadas sin condensadores de enlace. Las cargas de placa de los tubos

inferiores (por el circuito de la fig. 3.19) son resistencias internas de los tubos superiores. La corriente anódica total pasa a través de las cargas catódicas de los tubos superiores. La tensión de salida se toma de las cargas de los tubos superiores. El tubo L_4 invierte la fase de excitación del segundo tubo de salida. Debido a la corriente continua, el circuito del amplificador final es un puente y por eso los

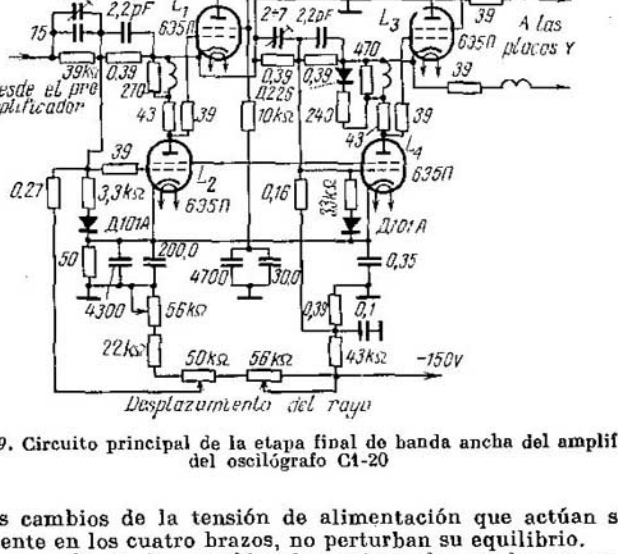


Fig. 3.19. Circuito principal de la etapa final de banda ancha del amplificador del osciló grafo C1-20

posibles cambios de la tensión de alimentación que actúan simultáneamente en los cuatro brazos, no perturban su equilibrio.

La mayoría de los osciló grafos universales modernos emplean amplificadores de corriente continua, construidos según el circuito en contrafase. Estudiemos el circuito amplificador de banda pasante de 0 a 50 MHz (fig. 3.20). El amplificador de cátodo que trabaja en el tubo electrónico L_1 garantiza una gran resistencia y una pequeña capacidad de entrada. La primera etapa, que trabaja en el transistor T_1 según el circuito del amplificador de emisor servoasistido, es adaptadora entre el amplificador de cátodo y el brazo superior (según el circuito) de la etapa simétrica de inversión de fase realizada por el circuito con acoplamiento de emisión de calibración en los transistores T_3 y T_4. El amplificador de emisor servoasistido T_2 garantiza el equilibrio de ambos brazos en todo el amplificador, lo que es indispensable para la obtención de la tensión simétrica en posición de fase en la salida. El equilibrio se alcanza variando la tensión constante en la base del transistor T_4 del brazo (según el circuito)

inferior de la etapa de inversión de fase, mediante la regulación de la corriente continua de la base del transistor T_2 (resistor variable R_{40}). La etapa de inversión de fase transforma la tensión simétrica de la señal que se aplica al transistor T_3, en simétrica, que se forma entre los colectores de los transistores T_3 y T_4.

Los amplificadores de emisión servoasistidos que funcionan en los transistores T_5 y T_6 adaptan la salida de la etapa de inversión de fase con la entrada de la etapa de amplificación push-pull que trabaja por el circuito de emisor común en los transistores T_7 y T_8.

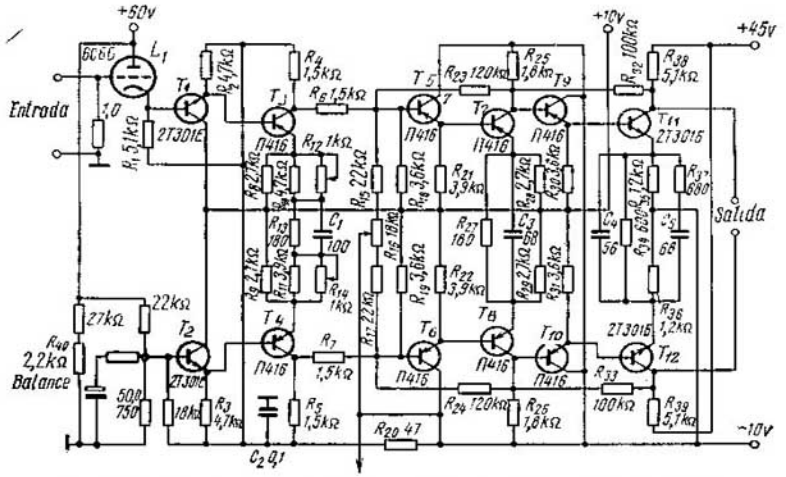


Fig. 3.20. Circuito principal del amplificador del osciló́grafo C1-25

Para mejorar la característica de frecuencia en esta etapa, se introduce una contrarreacción de tensión (en las resistencias R_2, R_{23}, R_{24}), y para su corrección en la zona de las frecuencias altas, una de corriente (en las resistencias R_{27}, R_{28}, R_{29} y en el condensador C_3).

Entre la etapa push-pull y la de salida que trabajan en los transistores T_{11} y T_{12} se conectan los amplificadores de emisión servoasistidos de adaptación (los transistores T_9, T_{10}). En la salida de la etapa, también se emplean contrarreacciones de tensión (R_{32}, R_{33}) y de corriente (R_{34}—R_{37}, C_4, C_5).

La meticulosa simetrización del brazo superior e inferior de todo el amplificador, el empleo de transitores de silicio T_1 y T_2 tipo 2T301E en los primeros amplificadores de emisión servoasistidos y en la etapa de salida, el empleo de contrarreacción, todas estas medidas garantizan una alta estabilidad del trabajo del amplificador con una temperatura del medio ambiente desde —30 hasta +50° C.

La instalación inicial del rayo en la pantalla del osciló grafo se realiza variando los potenciales de los colectores de los transistores de salida T_{11} y T_{12}, lo que se alcanza desplazando el cursor del potenciómetro R_{16}, esto provoca la variación de las corrientes básicas de los transistores T_5 y T_6.

Para amplificar las tensiones de impulsos cuya duración es de décimas de microsegundo y con flancos del orden de una

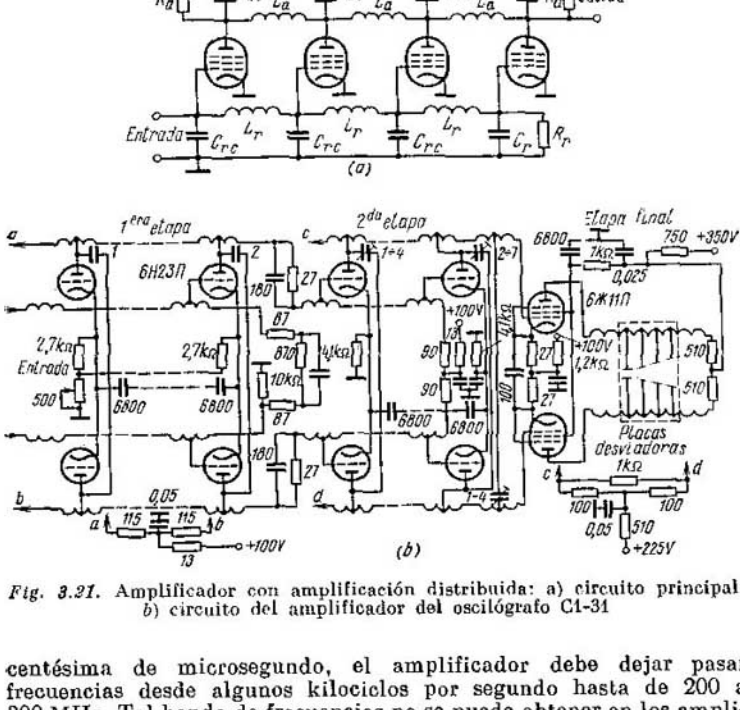


Fig. 3.21. Amplificador con amplificación distribuida: a) circuito principal; b) circuito del amplificador del osciló grafo C1-31

centésima de microsegundo, el amplificador debe dejar pasar frecuencias desde algunos kilociclos por segundo hasta de 200 a 300 MHz. Tal banda de frecuencias no se puede obtener en los amplificadores acoplados por resistencias, puesto que ya en frecuencias superiores a 20 ó 30 MHz las capacidades parásitas de los circuitos de rejillas y anódicos (de placas) de los tubos, limitan el coeficiente de amplificación y ningún circuito de corrección ayuda.

Sin embargo existe un circuito en el cual estas capacidades parásitas se emplean. Este es el denominado amplificador con amplificación distribuida (fig. 3.21a). En los circuitos anódicos y de rejilla

de los tubos de este amplificador se conectan las inductancias L_a y L_r, que junto con las capacidades parásitas $C_{a.c}$ y $C_{r.c}$ forman largas líneas artificiales. Las líneas se cargan en los resistores R_a y R_r cuyas resistencias son iguales a la impedancia de onda de las líneas correspondientes: $R_a = \sqrt{L_a/C_{a.c}}$, $R_r = \sqrt{L_r/C_{r.c}}$. Los valores de L_a y de L_r se eligen de manera que la velocidad de propagación en las líneas sea idéntica.

Durante la transmisión de la señal a la entrada de la línea de la rejilla, surge en ella una onda progresiva, que continuamente alcanza las rejillas de los tubos y provoca en los circuitos anódicos las correspondientes variaciones de las corrientes. Las últimas se propagan también como ondas progresivas a los dos lados de cada tubo, y además las que pasan por la derecha (según el circuito) se juntan y en la resistencia de carga total R_a forman la variación sumaria de la tensión de todos los tubos. La corriente de salida de la etapa es n veces mayor que la corriente de un tubo, donde n es el número de tubos de la etapa.

El factor de amplificación de la etapa $K = nSR_a/2$ donde 1/2 es el factor que tiene en cuenta que el tubo se carga en resistencia, igual a la mitad de R_a; S es la pendiente de la característica del tubo; R_a es el valor nominal de la resistencia en la línea anódica. El valor de la impedancia de onda de las líneas varía desde 100 hasta 300Ω. El número de tubos en la etapa es pequeño, ya que cuando el número es grande, existe la posibilidad de la autoexcitación; por eso el factor de amplificación de la etapa, no excede de tres. Para obtener una gran amplificación se emplean dos o tres atapas.

En la fig. 3.21*b* se muestra un circuito simplísimo del amplificador de tres etapas con amplificación distribuida, empleado en el osciló grafo C1-31. La primera etapa se arma en siete y la segunda en cinco tubos tipo 6H23П (6N23P). La etapa final trabaja por el circuito equilibrado simétrico en tubos 6Ж11П (6Zh11P) cuyos circuitos anódicos se cargan en el sistema de deflexión del tubo, que trabaja según el principio de onda progresiva. Tal amplificador tiene la banda pasante desde 0 hasta 100 MHz y factor de amplificación 120.

Canal de desviación horizontal

El canal X se predestina para la transmisión de la tensión que se explora a las placas de desviación horizontal del tubo. La última puede ser externa, por ejemplo, en las exploraciones sinusoidal y circular, e interna en las exploraciones periódicas lineal y de bloqueo. En relación con esto al canal X entran: el amplificador, el generador de exploración y el dispositivo de sincronización. El canal X se caracteriza por la banda pasante del amplificador, por la frecuencia (por la duración) de exploración y por la frecuencia máxima de sincronización.

La parte principal del canal X es generador de exploración que produce tensión en diente de sierra para la exploración periódica

lineal o de bloqueo. Los circuitos de estos generadores son diferentes pero el principio de obtención de la tensión en diente de sierra es idéntico y se reduce a la carga y descarga del condensador a través de la resistencia o de los aparatos electrónicos, es decir, los tubos y los transistores. La conmutación del condensador de la carga a la descarga sucede automáticamente. Durante la exploración continua, este proceso se repite periódicamente, durante la de bloqueo, se suscita con la acción externa.

Cualquier generador de exploración consta de tres circuitos: el de carga, el de descarga y el de conmutación (de mando). Como elementos de conmutación se emplean aparatos iónicos, tubos electrónicos y transistores. Estudiemos los circuitos más empleados en los generadores de exploración.

Generadores de tiratrón. En la fig. 3.22*a* se muestra el circuito principal del generador de tiratrón. Al conectar la tensión anódica,

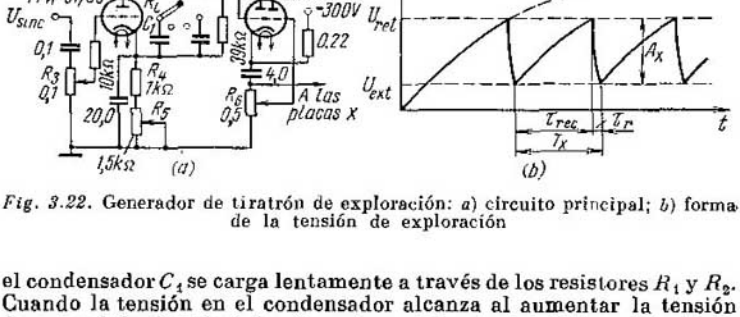


Fig. 3.22. Generador de tiratrón de exploración: *a*) circuito principal; *b*) forma de la tensión de exploración

el condensador C_1 se carga lentamente a través de los resistores R_1 y R_2. Cuando la tensión en el condensador alcanza al aumentar la tensión de encendido del tiratrón U_{enc}, la resistencia del último disminuye bruscamente y el condensador C_1 se descarga a través de su resistencia interna R_i. La descarga tiene lugar hasta que la tensión en el condensador, al disminuir no logra la tensión de extinción U_{ext} del tiratrón. En este momento el tiratrón se apaga, su resistencia crece bruscamente y de nuevo empieza a cargarse. De este modo, el circuito de carga consta de los resistores R_1 y R_2 y del condensador C_1 y el circuito de descarga, de la resistencia interna del tiratrón R_i y del mismo condensador C_1; la función del circuito de conmutación la cumple el tiratrón.

Si $R_1 + R_2 \gg R_i$, la constante de tiempo del circuito de carga τ_{car} supera considerablemente a la constante de tiempo del circuito de escarga τ_{desc}. En cuantas veces τ_{car} es mayor que τ_{desc}, en tantas veces el tiempo de movimiento recto del rayo τ_{rec} es mayor que el

tiempo de retorno τ_{rot} (fig. 3.22*b*). El período de exploración se determina con la suma: $T_X = \tau_{rec} + \tau_{ret}$

Examinemos detalladamente el proceso de carga y de descarga del condensador. Como se sabe, la tensión en el condensador u_{con} durante su carga a través de la resistencia crece de acuerdo con la ley exponencial:

$$u_{con} = E_a (1 - e^{-t/RC}), \qquad (3.5)$$

es decir, al principio, linealmente y después, disminuyendo, se aproxima asintóticamente a la tensión de la fuente de alimentación E_a. De aquí se deduce que, empleando una pequeña parte del trazo inicial de la curva de carga del condensador, se puede obtener una tensión de exploración suficientemente lineal. Para esto, se elige un régimen de trabajo del tiratrón, en cuya presencia la diferencia entre las tensiones de encendido y extinción sea comparativamente pequeña. La tensión de extinción del tiratrón es una magnitud constante (de 15 a 20 V), por consecuencia, la calidad de la linealidad se determina con la elección del potencial de encendido. El valor de la última depende de la polarización negativa en la rejilla de mando del tiratrón. Cuanto mayor sea la tensión de encendido (es mayor la polarización), tanto peor será la linealidad. Prácticamente esta tensión se establece al sintonizar el generador en la mejor linealidad posible y no cambia por lo común en el proceso de explotación.

De acuerdo con la expresión (3.5) y la fig. 3.22*b* se puede deducir la fórmula para la determinación del período de exploración T_X del generador tiratrónico. Al suponer para la simplicidad, que $T_X \approx T_r$, es decir, que la tensión de exploración se varía desde U_{ext} hasta U_{enc}, entonces se puede escribir: $T_X \approx RC \ln [(E_a - U_{ext})/(E_a - U_{enc})]$. De esta fórmula se deduce que es más cómodo variar el período de exploración o, lo que es lo mismo, la frecuencia de exploración regulando la constante de tiempo de la carga, es decir, variando la capacidad del condensador C_1 y el valor nominal del resistor R_1 (véase la fig. 3.22*a*). Los valores de E_a, U_{ext} y U_{enc} para el generador dado son constantes.

Prácticamente la capacidad C_1 se realiza como juego de condensadores fijos, al conmutar los cuales, la frecuencia varía irregularmente. El valor nominal de la resistencia R_1 cambia gradualmente de acuerdo con lo cual la frecuencia varía también gradualmente.

La gama de frecuencias generadas por el generador de tiratrón está situada en los límites desde centésimas de hertzio hasta varias decenas de kilohertzios.

Por ejemplo, el generador de tiratrón del oscilógrafo C1-1, cuyo circuito se muestra en la fig. 3.22. genera frecuencia desde 2 Hz hasta 50 kHz.

El lindero superior de esta gama está limitado por la remanencia del proceso de ionización y desionización (recombinación). Al aumentar la frecuencia, el tiempo de retardo del rayo crece, se hace igual

al tiempo de movimiento recto del rayo y la generación se interrumpe. La independencia del trabajo del generador de exploración de los nodos posteriores del circuito se garantiza con la conexión de su salida a la entrada del amplificador de cátodo servoasistido con gran resistencia de entrada (hasta 5 MΩ). El generador de tiratrón posee baja estabilidad de frecuencia, por eso es necesario sincronizar su oscilación con la frecuencia de alguna fuente (el proceso de establecimiento forzado y mantención de la igualdad o la multiplicidad de dos frecuencias se denomina sincronización). La tensión de sincronización U_{sinc} (fig. 3.22*a*) se transmite al circuito de conmutación. El proceso de sincronización se estudiará más adelante.

Generadores electrónicos. Los generadores electrónicos de tensión en diente de sierra generalmente se realizan según el circuito del multivibrador desimétrico.

La causa de la no linealidad de la tensión en diente de sierra, obtenida durante la carga del condensador a través de la resistencia, es el decrecimiento de la corriente de carga a medida del aumento de la tensión en el condensador. Esto se explica por la disminución de la velocidad de aumento de la tensión. El carácter del proceso de carga del condensador se determina según la fórmula:

$$i_{car} = C\, du/dt. \tag{3.6}$$

Si fuese posible encontrar el procedimiento de conservar la corriente de carga, el trazo de movimiento recto de la tensión de exploración u_X, sería con seguridad lineal. En realidad, la tensión en el condensador, en el caso dado la tensión de exploración u_X de la expresión (3.6):

$$u_X = \frac{1}{C} \int i\, dt, \tag{3.7}$$

y si la corriente i no varía ($i = I = \text{const}$), entonces se le puede sacar del signo de la integral:

$$u_X = \frac{I}{C} \int dt.$$

Entonces la tensión de exploración es exactamente proporcional al tiempo:

$$u_X = \frac{I}{C}\, t = at. \tag{3.8}$$

Existen varios procedimientos para obtener la corriente continua de carga. El más cómodo de ellos es el empleo de tubos electrónicos tipo pentodos o tetrodos de haces dirigidos en lugar del resistor de carga R_1. Como se sabe, la corriente anódica de estos tubos casi no

cambia al variar la tensión anódica siendo invariables las tensiones en las rejillas de mando y en las protectoras (fig. 3.23*a*).

Al acotar la variación de la tensión en el condensador con la diferencia entre las tensiones E_a y E_0, el cambio de la corriente anódica, puede despreciarse.

Estudiando en conjunto las figs. 3.23*a* y 3.23*b* se puede determinar el período de exploración con el trazo lineal del movimiento

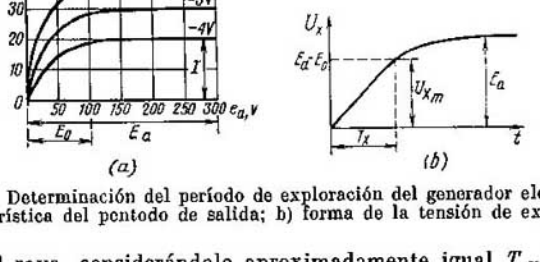


Fig. 3.23. Determinación del período de exploración del generador electrónico: a) característica del pentodo de salida; b) forma de la tensión de exploración

recto del rayo, considerándolo aproximadamente igual $T_x \approx T_{rec}$. Con $t = T_x$ la tensión de exploración es máxima e igual a

$$U_x = E_a - E_0. \tag{3.9}$$

Al sustituir $t = T_x$ y la fórmula (3.9) en la (3.8), obtenemos

$$E_a - E_0 \approx T_x I/C,$$

de donde el período de exploración

$$T_x \approx (E_a - E_0)C/I,$$

y la frecuencia

$$f_x = I/(E_a - E_0)\,C = I/U_x C. \tag{3.10}$$

De la expresión (3.10) se deduce que la frecuencia de exploración será tanto mayor, cuanto mayor sea la corriente de carga, cuanto menor sea la capacidad del condensador y cuanto menor sea la tensión máxima de exploración U_x. Generalmente el valor de la tensión U_x se elige pequeño; y el valor necesario se obtiene después del amplificador X. La frecuencia de exploración varía irregularmente al conmutar los condensadores y gradualmente al variar la corriente de carga I. Lo último se realiza fácilmente regulando la tensión de la rejilla protectora del pentodo de carga.

Puede crearse el generador de exploración con buena linealidad de otra manera. Por ejemplo, cargando rápidamente el condensador hasta una tensión máxima de exploración y después descargándolo lentamente con corriente continua. En este caso, durante la carga del condensador la tensión creará la marcha en retorno de la explora-

ción y durante la descarga, el movimiento recto (véase la fig. 3.8*b*). El condensador se puede cargar, tanto a través del pentodo como a través del triodo, ya que la linealidad de la carga es de poca importancia y su descarga se efectúa obligatoriamente a través del pentodo, para garantizar buena linealidad del movimiento recto del rayo.

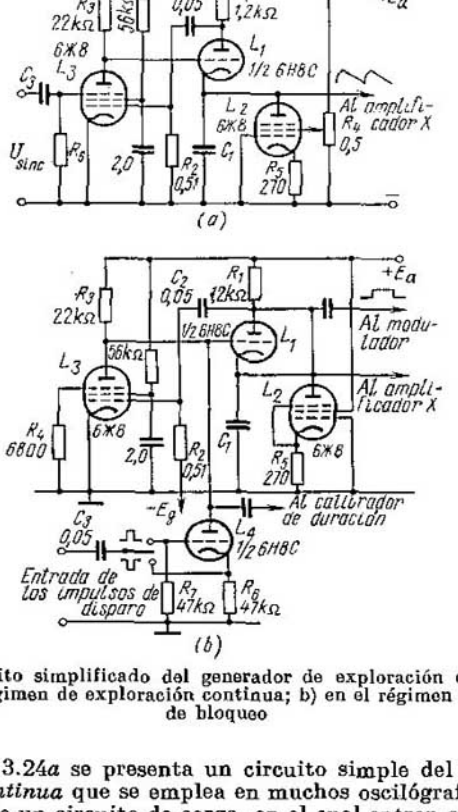


Fig. 3.24. Circuito simplificado del generador de exploración del oscilógrafo C1-5: a) en el régimen de exploración continua; b) en el régimen de exploración de bloqueo

En la fig. 3.24*a* se presenta un circuito simple del *generador de exploración continua* que se emplea en muchos oscilógrafos. El generador consta de un circuito de carga, en el cual entran el resistor R_1, el triodo L_1 y el condensador C_1; de uno de descarga que consta del mismo condensador C_1 y el pentodo L_2 y del circuito de conmutación que posee el pentodo L_2 con la carga R_3, el condensador C_2 y el resistor R_2.

De acuerdo con los objetivos de los circuitos, los tubos en este circuito se denominan: L_1 es el de carga, L_2 es el de descarga, L_3 es el de conmutación o de mando. La suma de los resistores R_1 y R_{i1} del tubo de carga es mucho menor que R_{i2} del tubo de descarga, en cuyo circuito se introduce una contrarreacción de corriente (resistencia R_5) para aumentar la resistencia R_{i2} y la linealización de la característica. De este modo, en este generador $\tau_{car} \ll \tau_{desc}$ y la tensión de exploración, que se toma del condensador C_1, tiene la forma mostrada en la fig. 3.8*b*. Aquí el período de exploración se determina fundamentalmente por la constante de tiempo de descarga del circuito $\tau_{desc} = C_1 R_{i2}$.

El trabajo del generador en régimen continuo se puede presentar de la siguiente manera. En el momento de la conexión de la alimentación, el tubo de carga L_1 está totalmente abierto ya que su cátodo tiene potencial cero (el condensador C_1 aún no ha empezado a cargarse), y la rejilla de mando unida directamente al ánodo del tubo de conmutación L_3 tiene un potencial positivo considerable. El tubo de descarga L_2 está completamente cerrado y el de conmutación deja pasar cierta corriente. El condensador C_1 se carga rápidamente y a medida que aumenta la tensión en él, la diferencia de potenciales entre el cátodo y la rejilla de mando del tubo de carga disminuye rápidamente; él empieza a cerrarse. La tensión en su ánodo se eleva, se carga el condensador C_2 a través de la resistencia R_2 y en él se forma una tensión positiva para la rejilla de mando del tubo L_3. El tubo L_3 se abre, la tensión en su ánodo disminuye, lo que acelera aún más el cierre del tubo de carga y la abertura del tubo conmutador. El proceso se aumenta avalanchadamente y conduce al cierre total del tubo de carga y a la abertura total del de conmutación. En este mismo momento la tensión en el condensador C_1 alcanza un valor tal, que el tubo de descarga L_2 se abre y el condensador C_1 empieza a descargarse lentamente.

Cuando la tensión en el condensador C_1 disminuye de tal manera que la diferencia de potenciales entre la rejilla y el cátodo del tubo de carga le permite a éste, entreabrirse un poco, la tensión en su ánodo disminuye y el condensador C_2 empieza a descargarse en sentido contrario: a través del tubo L_1, el condensador C_1 y la resistencia R_2. En la última surge una tensión para la rejilla del tubo L_3 que empieza a cerrar el tubo de conmutación, y la tensión creciente en su ánodo abre aún más el tubo de carga. Esta parte del proceso también crece en avalancha y conduce rápidamente a la apertura total del tubo de carga y al cierre de los tubos de conmutación y de descarga. El condensador C_1 empieza a cargarse y nuevamente se repite todo el proceso. No es difícil convencerse que los tubos L_1 y L_3 trabajan como un multivibrador disimétrico. La frecuencia en tal generador puede regularse variando la capacidad del condensador C_1 irregularmente y variando la tensión en la rejilla protectora del tubo de descarga; es decir, cambiando su corriente anódica, gradualmente.

La gama de frecuencias de tales generadores es de diez heitzios hasta varios megahertzios. La frecuencia de las oscilaciones generadas es inestable, por eso, se introduce en el circuito una tensión sincronizante, generalmente a la rejilla de supresión del tubo de conmutación.

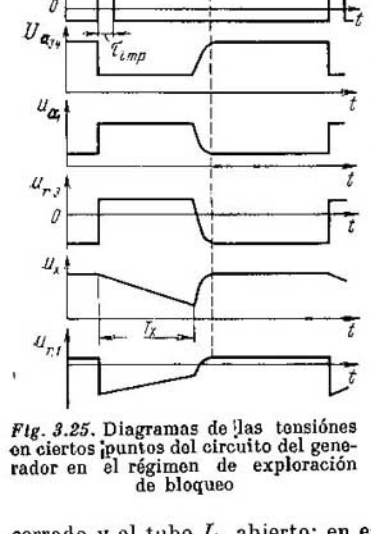
Durante el proceso de carga del condensador C_1 en el resistor R_2 se crea un impulso de tensión negativo (a cuenta de la corriente de descarga del condensador C_2). Este impulso se transmite al modulador del tubo y apaga el rayo electrónico en el tiempo de su retorno.

El circuito del generador de exploración de bloqueo (fig. 3.24*b*) se obtiene mediante la adición al circuito anteriormente estudiado, de la etapa de arranque realizada en el tubo L_4. El resistor R_3 de la carga del tubo L_3 simultáneamente es carga del tubo L_4. Cuando no hay impulso de lanzamiento, es decir, el circuito se encuentra en régimen de «espera», el tubo de conmutación está cerrado con la polarización negativa E_r tomada del divisor de tensión del rectificador. El tubo de lanzamiento L_4 está casi cerrado, ya que a su circuito de cátodo se conecta el resistor R_6 con un valor grande nominal. La rejilla del tubo de carga L_1 se encuentra bajo un potencial positivo y a través del tubo circula la corriente anódica que sobrecarga continuamente el condensador C_1, que simultáneamente se descarga a través del tubo L_2. En el condensador C_1 se tiene una tensión constante, es decir, el circuito «espera». Cuando ingresa el impulso de lanzamiento positivo, el tubo L_4 se abre, su resistencia interna disminuye bruscamente y cae la tensión en el ánodo, la tensión en la rejilla del tubo L_1 deviene negativa respecto del cátodo y el tubo se cierra. La tensión en su ánodo crece y el condensador C_2 empieza a descargarse a través del resistor R_2, y como resultado, se abre el tubo de mando L_3. Después cae la tensión en su ánodo (y también en la rejilla del tubo de carga L_1 y en el ánodo del tubo de arranque L_4) y el tubo L_1 continúa cerrado, incluso si se suspende el impulso de lanzamiento. El condensador C_1 se descarga en el transcurso de tiempo mientras el tubo de carga está cerrado, a través del tubo abierto L_2 y esta tensión lineal de descarga se utiliza en calidad de tensión de exploración.

Cuando disminuye la tensión en el condensador C_1 hasta un valor, que el tubo L_1 se abre un poco, la tensión en su ánodo disminuye y el condensador C_2 empieza a descargarse a través de su resistencia interna. En la resistencia R_2 aparece un potencial negativo para la rejilla de mando del tubo L_3 y él se cierra. La tensión en su ánodo crece, el tubo L_1 se abre, se carga rápidamente el condensador C_1 y el circuito nuevamente pasa al régimen de «espera». Al ingresar el siguiente impulso de lanzamiento el proceso se repite. La duración de la exploración se varía con la conmutación del condensador C_1. En la fig. 3.25 se muestran los gráficos de la variación de la tensión en los circuitos fundamentales del esquema estudiado que dan una representación cualitativa de los procesos que aquí tanscurren. El impulso que llega A_{lanz} sólo pone en funcionamiento el circuito de

exploración, ya que después de que el tubo L_1 se cierra, el desarrollo ulterior del proceso en el generador se determina totalmente por su estado interno, es decir, por los parámetros y los regímenes.

El tubo L_4 debe ponerse en funcionamiento con impulsos de cualquier polaridad, para esto se prevé en su entrada un conmutador, con cuya ayuda los impulsos positivos se transmiten a la rejilla de mando, y los negativos, al cátodo. Durante la exploración, cuando el tubo de carga se cierra, en su ánodo surge un impulso positivo que se emplea para la retroiluminación del rayo.



Flg. 3.25. Diagramas de las tensiónes en ciertos puntos del circuito del generador en el régimen de exploración de bloqueo

El generador según el circuito de Muller, crea tensión de incremento lineal con buena linealidad. El consta del trigger de mando, del generador de tensión en diente de sierra y del circuito de bloqueo de la marcha de retorno (fig. 3.26).

El trigger de mando está integrado por tres tubos, es decir, por L_1, L_2 y L_3, el último es un amplificador de cátodo servoasistido en el circuito de acoplamiento del trigger. El régimen de autooscilaciones o de bloqueo del generador de exploración se establece con ayuda del resistor variable R_1. El trigger en el régimen de autooscilación trabaja con un estado estable cuando el tubo L_1 se encuentra cerrado y el tubo L_2 abierto; en este tiempo el generador de tensión en diente de sierra produce una tensión de movimiento directo. Cuando esta tensión alcanza el valor máximo, a la rejilla del tubo L_1 ingresa el impulso positivo de bloqueo de la marcha de retorno de los tubos L_7 y L_8 que pone el trigger en un estado inestable, en presencia del cual el tubo L_1 está abierto y el L_2 cerrado. La marcha de retorno de la tensión en diente de sierra se realiza en el transcurso del intervalo de tiempo determinado por la duración del impulso de bloqueo. Después de terminar la acción del impulso de bloqueo, el trigger vuelve al estado estable inicial y de nuevo empieza el movimiento directo de la tensión en diente de sierra.

En el régimen de exploración de bloqueo, el trigger de mando se establece para el trabajo con dos estados estables que se alternan ante la influencia del impulso de lanzamiento externo. Mientras no hay impulso de lanzamiento el tubo L_1 está abierto y el L_2 cerrado; el impulso de lanzamiento negativo abre el trigger, es decir, se

cierra el tubo L_1, se abre el L_2 y en el generador se forma la tensión de movimiento directo; después surge el impulso de bloqueo de la marcha en retorno y el trigger regresa al punto de partida.

El generador de tensión en diente de sierra trabaja en el tubo L_5; o sea, en el pentodo de alta frecuencia con una gran pendiente de la curva característica ánodo-rejilla. El circuito integrado que determina la frecuencia y la velocidad de la exploración está formado por el juego de las resistencias R y los condensadores C. El tubo L_5 del generador, en el régimen de reposo, está abierto ya que en su rejilla

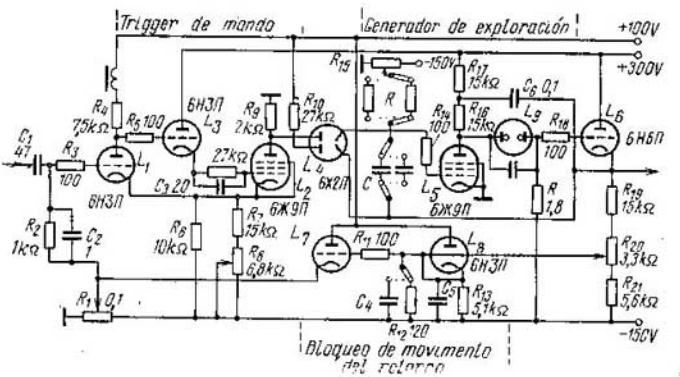


Fig. 3.26. Generador de tensión en diente de sierra por el circuito de Muller

de mando se establece una pequeña tensión negativa que constituye la diferencia entre la tensión negativa de referencia, levantada de la resistencia R_{15} y la tensión positiva que surge en la resistencia R, a cuenta de la corriente del tubo superior L_4 que circula por ella. El diodo inferior también se encuentra abierto y su corriente fija el nivel de la tensión en el cátodo del tubo L_5. La tensión en su rejilla siempre es considerablemente más baja que la del potencial del ánodo del tubo L_5, a causa de la caída de la tensión en el tubo de neón L_9. El generador se pone en funcionamiento con el impulso del trigger de mando cuyo tubo L_2 abierto cierra los dos diodos L_4. El potencial de la rejilla de mando de la lámpara oscilladora L_5 baja gradualmente a causa de la carga del condensador C del circuito: $+300$ V, amplificador de cátodo servoasistido L_8, C, R, R_{15}, -300 V. Si el proceso de carga no existiese, el potencial de la rejilla del tubo L_5 bajaría irregularmente en el momento de cierre de los diodos, sin embargo, a causa de la gran contrarreacción entre el ánodo y la rejilla de mando, que se produce a través del condensador C, el potencial de la rejilla baja gradualmente. También gradualmente, pero K veces más, donde K es el factor de amplificación

de la etapa, sube el potencial del ánodo del tubo L_5 y simultáneamente la tensión de salida en la carga del amplificador del cátodo servoasistido $R_{19} - R_{21}$. La corriente de carga del condensador se acerca a la continua y, por eso la tensión en diente de sierra que surge está muy cerca de la tensión lineal. Cuando cesa la acción del impulso de arranque, los diodos L_4 se abren y el condensador C se descarga rápidamente por el circuito: $R_{19}—R_{21}—150$ V y de aquí, por dos caminos: $+100$ V, R_{10}, el diodo superior L_4 y a través del resistor R_9 y del mismo diodo. Al ingresar el siguiente impulso de lanzamiento el proceso se repite. La duración de la exploración se establece con la conexión de las correspondientes resistencias R y de los condensadores C con ayuda del conmutador P. En los osciló grafos modernos, ella oscila en los límites desde 0,1 μs/cm hasta 5 s/cm.

El generador de exploración análogo, está integrado por transistores. El principio de su funcionamiento es semejante al estudiado anteriormente, pero las propiedades específicas de los transistores conducen a un cambio en el circuito. El generador consta: del trigger de mando que trabaja en transistores de silicio para altas frecuencias T_1 y T_2 (fig. 3.27*a*); del conmutador electrónico que trabaja en el transistor T_3 y en el diodo D_1, de la etapa de bloqueo y retorno de la exploración al punto de partida, o sea, del transistor T_7 y del generador de tensión en diente de sierra propiamente dicho. El último trabaja con el transistor T_5 que posee un alto coeficiente de amplificación de tensión. La duración de la exploración se determina fundamentalmente por la constante de tiempo de carga: $\tau_{car} = C_2R_4$. En la entrada y salida del condensador se conectan los amplificadores de emisión servoasistidos, es decir, los transistores T_4 y T_6, respectivamente.

En el régimen de exploración continuo lineal, en el punto de partida, el transistor T_1 está abierto y el transistor T_2 cerrado; esto se alcanza con transmitir de la tensión a la base del transistor T_1 que supera el nivel de su abertura; la tensión requerida se establece con ayuda del potenciómetro R_6. Al cerrar el transistor T_2 la tensión en su colector aumenta, simultáneamente aumenta la tensión en la base y en el emisor del transistor para conmutación T_3 y el diodo D_1 se cierra. Entonces para de shuntar el transistor T_3 y el condensador C_2 se carga a través de la resistencia R_4; desde la fuente de alimentación de $+45$ V. Como resultado la tensión en las bases de los transistores T_4 y T_5 aumenta y en el colector del transistor T_5 disminuye. Esta tensión que se disminuye, vuelve a la base del transistor T_5, a través del amplificador de emisión servoasistido T_6, del condensador C_2 y del circuito C_3, R_7, con lo que se realiza la contrarreacción que garantiza la pequeña linealidad del movimiento directo de la tensión en diente de sierra.

Parte de la tensión de exploración de movimiento directo de salida se levanta del potenciómetro R_8 y se transmite a la base del transistor T_7. Con esto uno de los condensadores C_4 del circuito de

emisor se carga; la tensión negativa que crece ingresa a la base del transistor T_1 y, en el momento cuando ella alcanza el valor requerido, el trigger (circuito de lanzamiento) se invierte, es decir, el transistor T_1 se cierra y el T_2 se abre. Cae la tensión en el colector del transistor T_2 y en consecuencia, en la base y en el emisor del

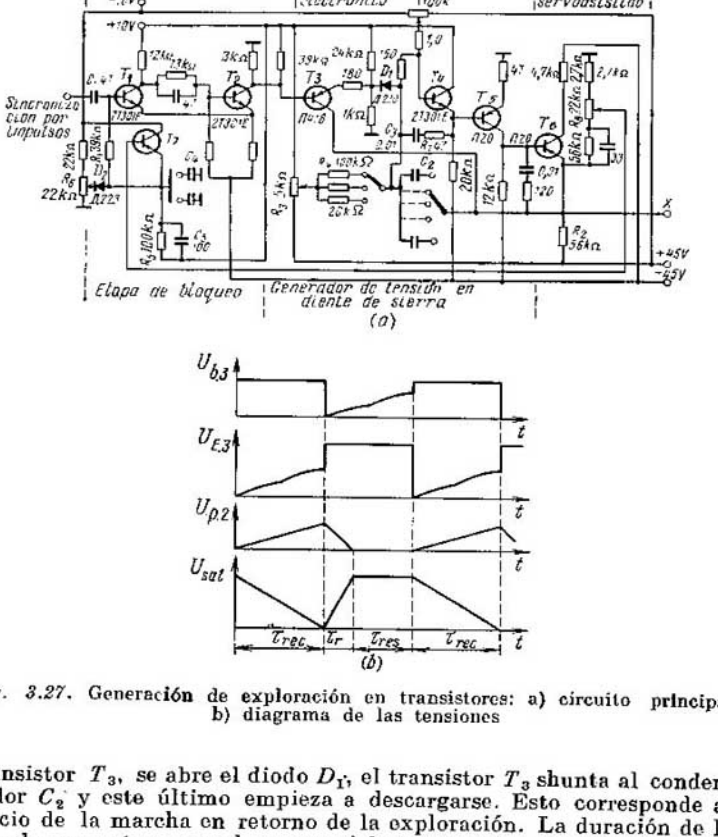


Fig. 3.27. Generación de exploración en transistores: a) circuito principa; b) diagrama de las tensiones

transistor T_3, se abre el diodo D_1, el transistor T_3 shunta al condensador C_2 y este último empieza a descargarse. Esto corresponde al inicio de la marcha en retorno de la exploración. La duración de la marcha en retorno y el regreso del circuito al punto de partida se determina por el tiempo de descarga del condensador C_4. Tan sólo la tensión en él alcanza el valor con el cual el transistor T_1 se abre, el trigger se invierte y el proceso de exploración empieza de nuevo. La

duración de la exploración se puede establecer irregularmente con la conmutación simultánea de las resistencias R_4 y de los condensadores C_2 y gradualmente con ayuda de la resistencia R_3. La tensión de salida del generador se levanta del colector del transistor T_6 y se transmite a la entrada del amplificador de desviación horizontal.

En el régimen de exploración de bloqueo en el punto de partida el transistor T_1 está cerrado, mientras el T_2 está abierto, el diodo D_1 está abierto, el transistor T_3 shunta el condensador C_2, el circuito «espera». El impulso de tensión positivo de lanzamiento ingresa al circuito diferenciador R_1C_1 y en calidad de impulso de corta duración se transmite a la base del transistor T_1. El último se abre, el transistor T_2 se cierra y la tensión en su colector sube. Simultáneamente sube la tensión en el emisor del transistor para conmutación T_3, el diodo D_1 se cierra y el condensador C_2 empieza a cargarse (fig. 3.27*b* en los intervalos τ_{rec}). En la salida del generador aparece la tensión de movimiento recto de exploración. Parte de esta tensión se toma del resistor R_8 y se transmite a la base del transistor T_7 de la etapa de bloqueo y de regreso del generador al punto de partida. Con esto se carga uno de los condensadores C_4 que shuntan a la carga R_5. En el emisor del transistor T_7 surge una tensión más negativa que en el potenciómetro R_6; el diodo D_2 se cierra y el potenciómetro se aisla del circuito del trigger. Ahora el trabajo de este último se determina sólo con la tensión negativa en el condensador C_4, es decir, se bloquea el circuito de mando trigger y no pasa al punto de partida, mientras que la tensión en el condensador C_4, a causa de su descarga a través de la resistencia R_5, no disminuye hasta un valor igual al de la tensión en el potenciómetro R_6. La constante de tiempo del circuito R_5C_5 se elige tal, para que el transistor T_1 esté cerrado en el transcurso del tiempo de la marcha en retorno de la exploración y del restablecimiento del circuito al punto de partida (fig. 3.28, los intervalos τ_r y τ_{rec}).

En el momento de igualarse las tensiones en el condensador C_4 y en el potenciómetro R_6, el diodo D_2 se abre y la base del transistor T_1 resulta bajo la tensión establecida en el potenciómetro R_6, es decir, el trigger de mando regresa al punto de partida y el circuito «espera» el siguiente impulso de lanzamiento.

Sincronización de la exploración periódica lineal. La frecuencia de la exploración periódica lineal debe ser igual o un número entero de veces menor que la frecuencia de la señal a investigar. Con otras palabras: el período de exploración debe ser igual o múltiplo del período de la señal. Con esta condición la imagen en la pantalla del osciló grafo estará inmóvil. Sin embargo, todos los generadores de exploración lineal pertenecen a los denominados generadores de relajación; que por principio no son aptos para sostener exacta la frecuencia de las oscilaciones generadas. Además, a menudo sucede que la frecuencia de la señal investigada también es muy poco estable. En consecuencia, surge el problema de la «adaptación» forzada de la frecuencia de exploración bajo la frecuencia de la señal.

Dos oscilaciones, cuyos períodos se mantienen múltiplos o iguales entre sí, se denominan oscilaciones sincrónicas (sumultáneas). Para la realización de la sincronización es necesario transmitir al circuito del generador de exploración la tensión de la frecuencia de sincronización. La sincronización será tanto más fácil, cuanto más próxima sea la frecuencia del generador de exploración a la frecuencia de la tensión de sincronización.

El proceso de sincronización es complejo y transcurre de distinto modo para los diferentes circuitos de los generadores de exploración. Nos familiarizaremos con él en el simplísimo ejemplo de sincronización del tiratrón del generador (véase la fig. 3.22). Recordemos que el período de la oscilación T_X de este generador, depende en algunos límites del potencial de encendido del tiratrón, que se establece con la tensión de polarización. En consecuencia, introduciendo la tensión de frecuencia de sincronización en el circuito rejilla-cátodo del tiratrón, se puede influir sobre la tensión U_{enc} y como consecuencia sobre T_X. En realidad (fig. 3.28), si en la rejilla del tiratrón se tiene la polarización constante E_{pol}, el potencial de encendido se mantiene constante y el período de exploración es igual a T_X. Si en el circuito de la rejilla se introduce la tensión sinusoidal alterna de sincronización, entonces, el potencial de encendido variará en relación con la variación de esta tensión y el tiratrón se encenderá antes. Lo último se explica con que el potencial de encendido, en el momento de igualarse su valor y la tensión de exploración resulta más bajo que sin la sincronización. El período de exploración T_X será igual al período de sincronización T_{sin}. Si la frecuencia de la tensión sincronizada varía ligeramente, entonces la frecuencia de exploración sigue precisamente detrás de ella. En la fig. 3.28 se muestra con línea llena la tensión en diente de sierra sin sincronización y con líneas de trazos con sincronización. Para simplificar el estudio de este proceso, el tiempo de retorno del rayo se considera igual a cero.

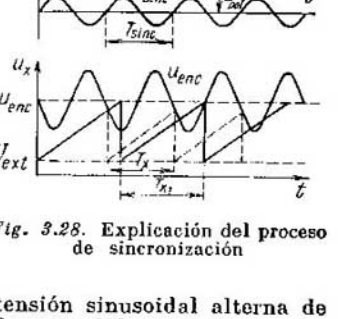


Fig. 3.28. Explicación del proceso de sincronización

La sincronización se puede empezar fácilmente durante períodos casi iguales de las tensiones de exploración y de sincronización, con la condición de que la frecuencia del último sea un poco superior a la frecuencia de exploración. Si la frecuencia de la señal supera a la frecuencia de exploración en un número entero de veces, también se obtiene fácilmente la sincronización múltiple. Esta se denomina *sincronización a subarmónicos* de la frecuencia de sincronización.

La calidad de la sincronización, es decir, su estabilidad depende en gran medida de la amplitud de la tensión de sincronización. Ella debe tener el menor valor, con el cual aún se obtiene la imagen estable. Al aumentar la amplitud de la tensión de sincronización aparecen distorsiones de la forma de la tensión de exploración que consisten en la variación de los períodos y del valor máximo de las amplitudes (fig. 3.29*a*). Si la sincronización se realiza a subarmónicos, surgen variaciones irregulares de su multiplicidad. Por ejemplo (fig. 3.29*b*) con la tensión de encendido u_{enc1} el período de exploración es igual a T_{X1} y la sincronización es múltiple de tres; y con el aumento de la tensión de encendido hasta u_{enc2} el período de exploración disminuye hasta T_{X2} y la multiplicidad resulta igual a dos. Simultáneamente disminuye el valor máximo de la tensión de exploración que reduce las dimensiones horizontales de la imagen en la pantalla del osciló-grafo.

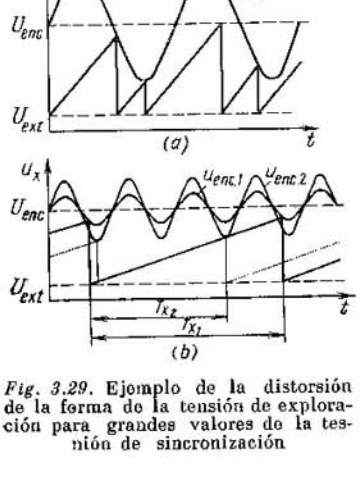


Fig. 3.29. Ejemplo de la distorsión de la forma de la tensión de exploración para grandes valores de la tensión de sincronización

Como ya se señaló, los generadores de exploración que trabajan en tubos electrónicos (fig. 3.24) se sincronizan mediante la introducción de la tensión sincronizante al circuito de la rejilla de mando, en caso del triodo, o supresora en caso de pentodo que conmuta los tubos. La frecuencia del generador se determina no sólo por su propio régimen de autooscilaciones, sino por la tensión sincronizante externa. Si el medio período positivo de esta tensión ingresa en el momento de empezar a abrirse el tubo de conmutación, entonces este acelera el proceso, es decir, el período de la exploración disminuye y se hace igual o múltiplo al período de sincronización.

La tensión sincronizante puede tener no sólo forma sinusoidal sino cualquier otra. Especialmente exacta es la sincronización de los generadores de exploración con tensión de impulsos. En calidad de tensión sincronizante se emplean: la tensión de la señal a investigar; la de la red de alimentación y las tensiones de otras fuentes externas. La sincronización más difundida es la así denominada sincronización «interna»; con la cual la tensión de la señal a investigar se transmite, generalmente, de la salida de la primera etapa del amplificador de desviación vertical al circuito de conmutación del generador de exploración. Con esto se crean las mejores condi-

ciones para la observación de la señal a investigar, ya que la última incluso con su inestabilidad «conduce» detrás de sí a la frecuencia de exploración y mantiene inmóvil la imagen.

La sincronización desde la red de corriente alterna se emplea en los casos cuando se investigan procesos cuya frecuencia es igual o múltiple a 50 Hz. La tensión de sincronización se obtiene del devanado de reducción del transformador de alimentación del osciló grafo.

Prácticamente el paso de uno a otro tipo de sincronización se realiza con el conmutador en tres posiciones cuyas designaciones son: «interna», «externa», y «desde la red», ubicados en el panel delantero del osciló grafo.

El amplificador del canal de desviación horizontal se destina para la amplificación de la tensión del generador de exploración o de la

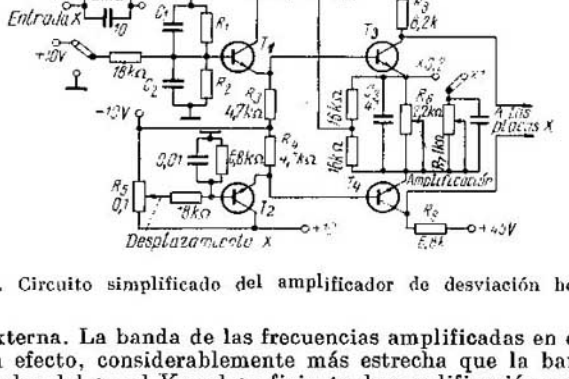


Fig. 3.30. Circuito simplificado del amplificador de desviación horizontal

fuente externa. La banda de las frecuencias amplificadas en el canal X es, en efecto, considerablemente más estrecha que la banda del amplificador del canal Y y el coeficiente de amplificación es menor. A veces se emplean circuitos en los que varía irregularmente el coeficiente de amplificación. A un respectivo aumento, crece la tensión de exploración y se expande el sector central del oscilograma; esto permite estudiar detenidamente el proceso a investigar. En la mayoría de los casos, el circuito estructural del amplificador consta del amplificador de cátodo servoasistido o del amplificador de emisor servoasistido y de la etapa defasadora o de inversión de fase, las dos tensiones del cual se transmiten a las placas de desviación horizontal.

En calidad de ejemplo en la fig. 3.30 se muestra el circuito simplificado del amplificador de desviación horizontal. Los transistores T_1 y T_2 son amplificadores de emisor servoasistidos. La tensión de exploración ingresa al transistor T_1 a través del divisor de compensación $C_1R_1—R_2C_2$; mientras que la tensión de polarización se trans-

mite al amplificador a través del transistor T_2, y con el potenciómetro R_5 se realiza la instalación del rayo por el eje horizontal. La tensión de salida de los amplificadores de emisión servoasistidos de los resistores R_3 y R_4 ingresa a la entrada de la etapa de inversión de fase que trabaja en los transistores T_3 y T_4 con acoplamiento de emisión. La tensión amplificada de diferentes polaridades se levanta de los resistores de carga R_8 y R_9 e ingresa en las placas de desviación. El coeficiente de amplificación se regula gradualmente con ayuda del potenciómetro R_6 e irregularmente conectando en paralelo la resistencia R_7 al potenciómetro R_6. Con esto disminuye en cinco veces la profundidad de la contrarreacción de la etapa de inversión de fase; en conformidad aumenta la amplificación y se expande el centro del oscilograma. Ante los valores de los parámetros de las piezas y de los transistores mostrados en el circuito, la banda pasante del amplificador es igual a 0 o a 1 MHz y la exactitud se corrige con ayuda del condensador C_3.

Canal de mando de luminancia del rayo

El canal Z se predestina para la formación de impulsos rectangulares, regulados en altura y posición (fase) y la transmisión de ellos al circuito modulador—cátodo del tubo. En correspondencia con su finalidad, en el canal Z se prevé un dispositivo que consta de la etapa de inversión de fase, del amplificador limitador y del

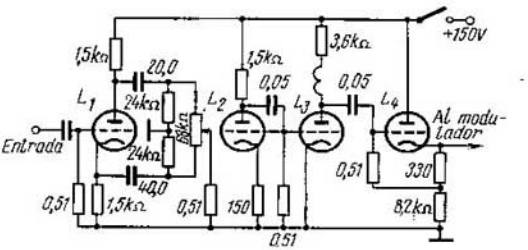


Fig. 3.31. Circuito principal del canal Z (todos los tubos son de tipo 6Н23П)

amplificador de cátodo servoasistido (fig. 3.31). A la entrada de la etapa de inversión de fase, que trabaja en el tubo L_1, ingresa la tensión sinusoidal o de impulso de cualquier polaridad. En su salida se forman dos tensiones en oposición de fase, que se transmiten al potenciómetro con el punto medio puesto a tierra. La tensión cuyo valor y fase se puede regular con el traslado del cursor del potenciómetro, se transmite de este potenciómetro a la rejilla de mando del primer tubo del amplificador limitador L_2. El amplificador limitador trabaja en dos triodos, es decir, en L_2 y L_3 y forma impulsos

rectangulares, la altura en los cuales es suficiente para el control de la luminancia del rayo. Para ampliar la banda de las frecuencias transmitidas se prevé una simple corrección. El triodo L_4 trabaja según el circuito del amplificador de cátodo servoasistido.

Calibrador de duración

Durante la observación de las señales de impulsos, casi siempre es necesario determinar la duración del impulso y la duración del flanco y del decrecimiento. Para esto, habiendo transmitido al modulador del tubo de rayos catódicos una tensión sinusoidal desde el oscilador de medida, es necesario establecer con el regulador de luminancia una intensidad del rayo, para que los medios períodos negativos de la tensión del generador apagaran el rayo. Entonces en el oscilograma aparecen rayas oscuras, las así denominadas *marcas*. Su número determina la duración de la señal o su parte. Por ejemplo, si la frecuencia de la tensión sinusoidal $f = 1$ MHz, entonces su período $T = 1/f = 1/10^6 = 10^{-6} = 1$ µs, y como la duración de los trazos oscuros y claros corresponde a un período, entonces por su número, es decir, por el número de marcas, es fácil determinar la duración de cualquier parte de la señal (fig. 3.32). La diferente duración lineal de las marcas en la pantalla se explica con la diferencia de velocidad del rayo durante la reproducción de los diferentes trazos de la señal, pero su duración temporal siempre es idéntica.

Fig. 3.32. Determinación de la duración de la señal

Para obtener las marcas con el empleo de un generador externo, es indispensable sincronizar con precisión la frecuencia de los impulsos de investigación con la frecuencia del generador, pues en caso contrario, las marcas se desplazarán por el oscilograma y no se conseguirá su cómputo.

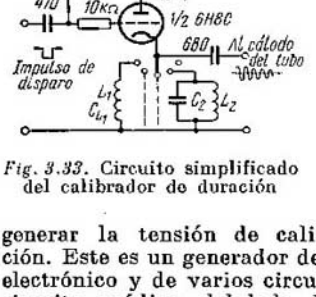


Fig. 3.33. Circuito simplificado del calibrador de duración

Para la comodidad del tratamiento y de la exactitud de la medida, en los osciló grafos modernos se tiene un dispositivo predestinado para generar la tensión de calibración, o sea, el calibrador de duración. Este es un generador de excitación brusca, que consta del tubo electrónico y de varios circuitos oscilantes conectados en serie a su circuito anódico, del lado del cátodo (fig. 3.33). El generador se pone en funcionamiento con el impulso negativo levantado del ánodo del tubo de la etapa de lanzamiento del generador de exploración de bloqueo (fig. 3.24*b*, tubo L_4). Hasta la llegada del impulso nega-

tivo al circuito rejilla—cátodo, el tubo del generador de calibración está abierto y gracias al potencial positivo en su rejilla, circula a través de él una gran corriente anódica. El tubo se cierra bruscamente en el momento de ingreso del impulso negativo, la corriente anódica cesa y en el circuito surgen oscilaciones amortiguadas; la frecuencia de las cuales viene a ser la frecuencia propia de este circuito y se determina con sus parámetros L y C. El factor de calidad del circuito debe ser alto, para que la amortiguación de los osciladores transcurra lentamente.

El número de circuitos oscilantes corresponde al número de subgamas de duración de la exploración de bloqueo. La frecuencia propia de cada circuito se elige de modo que cada duración de la exploración de bloqueo en los oscilogramas de la señal corresponda a un número de marcas cómodo (5—15). El circuito (fig. 3.33) formado con la inductancia L_1 con la capacidad propia de esta misma bobina C_{L_1} y con la capacidad de montaje, es el de mayor frecuencia.

Existen otros circuitos de calibradores de duración, por ejemplo, el de excitación pulsativa (por choque) con reacción positiva, que disminuye el amortiguamiento e iguala las amplitudes de las marcas, de transistores, etc. Todos estos dispositivos se ponen en funcionamiento con un impulso junto con el circuito de exploración de bloqueo y por eso las marcas en el oscilograma resultan inmóviles.

3.6. REQUISITOS PRESENTADOS A LOS OSCILOGRAFOS QUE SE EMPLEAN PARA LA MEDIDA DE LOS IMPULSOS

El oscilógrafo empleado para medir los impulsos, por regla, debe tener exploración de bloqueo. La duración de la exploración debe superar a la del impulso y para la investigación de la forma del impulso es deseable que la duración de la exploración sea menor de la duración del período de repetición de los impulsos. La exploración del oscilógrafo debe ser lineal, como mínimo, en los límites del 90% de la pantalla.

Para registrar los procesos de impulso momentáneos se fotografía el oscilograma de la pantalla del tubo con un fotoadaptador especial al oscilógrafo.

El oscilógrafo debe tener un buen calibrador de duración y un buen calibrador de amplitud.

El amplificador del canal de desviación vertical del rayo debe trabajar en un régimen estrictamente lineal, no recargarse nunca en su entrada y no distorsionar la forma de los impulsos. Mientras más se acerca la forma del impulso a la rectangular, mayor es la pendiente de su flanco y más ancha debe ser la banda pasante del amplificador. La práctica y la teoría muestran que para la trans-

misión del flanco del impulso sin distorción, el límite superior de la frecuencia del amplificador debe elegirse de la condición:

$$f_{sup} \geqslant 0{,}4/\tau_{flanl} \qquad (3.11)$$

Así, con la duración del impulso $\tau_{imp} = 1$ μs y la duración del flanco $0{,}1\ \tau_{imp} f_{sup} = (0{,}4 \cdot 10^6)/0{,}1 = 4$ MHz. Para el registro oscilográfico de los impulsos de nanosegundos, el límite superior de la frecuencia del amplificador debe ser considerablemente superior, por ejemplo, para $\tau_{flanl} = 0{,}5$ ns, $f_{sup} = (0{,}4 \cdot 10^9)/0{,}5 = 800$ MHz. La frecuencia límite inferior del amplificador determina la rebaja de la cresta δ. Ella se calcula mediante la fórmula

$$f_{inf} \leqslant \delta/2\pi\tau_{inf}. \qquad (3.12)$$

donde δ es la disminución dada en partes de altura, τ_{imp} es la duración del impulso en segundos.

Con ayuda de la fórmula (3.11) y (3.12) se determina la duración mínima del flanco y la duración máxima del impulso que se puede investigar con el oscilógrafo dado: $\tau_{flan.\ mín} \geqslant 0{,}4/f_{sup}$, $\tau_{inf.\ máx} \leqslant 0{,}01/2\ \pi f_{inf}$. Aquí la duración del impulso se determina por la rebaja admisible de la cresta, considerada igual al 1%. Al incrementar la disminución admisible aumenta la duración del impulso directamente proporcional a ésta. Analizando las fórmulas expuestas anteriormente y, confrontando los requisitos con las características técnicas de los osciló grafos universales e incluso con los de los rápidos, se puede sacar la deducción que con su ayuda es imposible observar los impulsos de nanosegundos de duración y también de las señales de frecuencias superelevadas.

Fue propuesto y realizado el método estroboscópico del registro oscilográfico, en cuya base se han creado los osciló grafos realizados en los tubos catódicos corrientes y con amplificadores corrientes. La noción sobre este método se da en 3.10.

3.7. OBTENCION SIMULTANEA DE VARIOS OSCILOGRAMAS

En la práctica de las medidas radioeléctricas frecuentemente es necesario observar simultáneamente dos o más señales para su confrontación. En este caso, es cómodo emplear los osciló grafos catódicos de doble o de varios haces en cuya pantalla pueden observarse simultáneamente varios oscilogramas. Las frecuencias de las señales observadas deben ser iguales o múltiplas, ya que sólo con esta condición los oscilogramas estarán inmóviles uno con respecto al otro.

La base del osciló grafo catódico de doble haz es el tubo de rayos catódicos especial con dos proyectores electrónicos que crean dos rayos independientes, con dos pares de placas desviadoras y una pantalla. Para la eliminación de la acción de la tensión de mando de unas placas en otras, éstas se separan de dos en dos con una pantalla electrostática. La regulación de la posición de los rayos, de los

enfoques y de las luminancias (brillos) se realizan separadamente para cada rayo.

En los oscilógrafos de rayos catódicos de doble haz se tienen dos canales de desviación vertical, con divisores de tensión de entrada, con amplificadores y líneas de retardo. El generador de exploración y el calibrador de duración son comunes para ambos rayos. La sensibilidad de los canales verticales se establece tal, para que ambos oscilogramas se instalen cómodamente en la pantalla del tubo de rayos catódicos. Los oscilógrafos de rayos catódicos de doble haz, generalmente se realizan en tubos de rayos catódicos, en canales de desviación vertical de funcionamiento de banda ancha de alta calidad; con alta linealidad de las exploraciones periódicas y de bloqueo, los diámetros de las pantallas de los cuales son iguales a 130 mm ó 180 mm.

En el osciló grafo de un rayo también se puede observar simultáneamente dos oscilogramas con ayuda de un conmutador electrónico. Este es un dispositivo compacto, sencillo y de bajo costo de construcción, que puede ser construido por cualquier técnico. Lógicamente él no puede sustituir al osciló grafo de doble haz, pero con ayuda de dos de estos conmutadores electrónicos en un osciló grafo de doble haz se pueden observar simultáneamente cuatro oscilogramas.

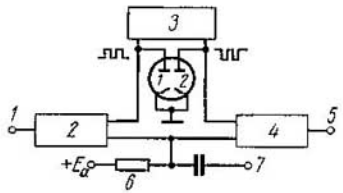
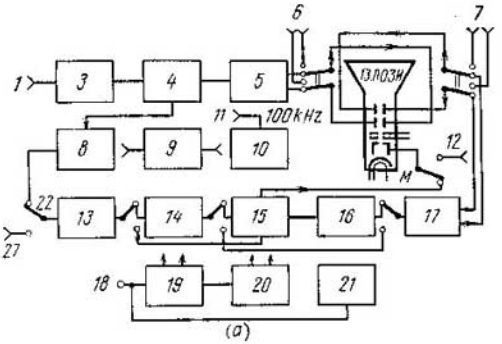


Fig. 3.34. Circuito estructural del conmutador electrónico:
1—entrada *1*; *2*—amplificador *1*; *3*—multivibrador; *4*—amplificador *2*; *5*—entrada *2*; *6*—carga total; *7*—salida

El conmutador electrónico consta del multivibrador, de dos amplificadores de banda ancha sencillos con carga común y del diodo de conmutación (fig. 3.34). El multivibrador produce una tensión simétrica de forma casi rectangular, la que se transmite a los ánodos del diodo de conmutación. Los diodos se unen en paralelo al espacio de la rejilla supresora—cátodo del tubo de cada amplificador. Al ánodo del diodo ingresa el medio período positivo de la tensión, entonces él se abre y shunta la resistencia del espacio rejilla supresora—cátodo. Con esto el tubo del primer amplificador se abre. En este tiempo ingresa al ánodo del segundo diodo el semiperíodo negativo de la tensión, el diodo se queda cerrado, el circuito rejilla supresora—cátodo se queda abierto y el tubo del segundo amplificador permanece cerrado. En el siguiente medio período, a la inversa, se abre el tubo del segundo amplificador y el del primero se cierra. De este modo, los amplificadores trabajan consecutivamente con la frecuencia de generación del multivibrador.

La tensión a investigar se transmite a la entrada del amplificador del conmutador, la salida del cual se une con la entrada de desviación vertical del osciló grafo. En la pantalla del osciló grafo aparecen dos



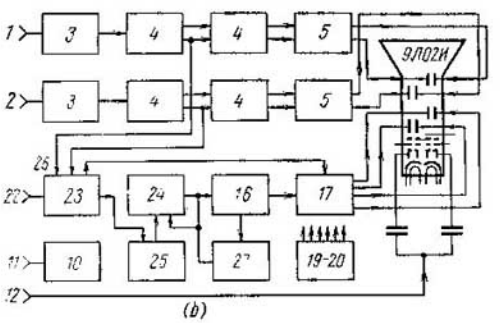


Fig. 3.35. Circuitos estructurales de los osciló grafos: a) C1-20; b) C1-55; *1*—entrada Y_1; *2*—entrada Y_2; *3*—divisor de tensión; *4*—etapa de entrada y línea de retardo; *5*—amplificador *Y*; *6*—entrada a las placas *Y*; *7*—entrada a las placas *X*; *8*—amplificador de sincronización interna; *9*—calibrador de amplitud; *10*—calibrador de duración; *11*—salida; *12*—modulación externa; *13*—preamplificador *X*; *14*—multivibrador de bloqueo; *15*—trigger de mando; *16*—generador de tensión en diente de sierra; *17*—amplificador *X*; *18*—red; *19*—rectificador de la tensión anódica; *20*—rectificador de alta tensión; *21*—ventilador; *22*—entrada *X*; *23*—selector de sincronización; *24*—trigger de exploración; *25*—circuito de sincronización; *26*—entrada de sincronización; *27*—circuito de bloqueo

oscilogramas, ya que los amplificadores dejan pasar las señales amplificadas consecutivamente. Para la obtención de los oscilogramas inmóviles es necesario sincronizar la tensión del generador de exploración del osciló grafo con la señal de más baja frecuencia.

La frecuencia del multivibrador, es decir, la frecuencia de conmutación puede ser superior e inferior a la frecuencia de las señales. Si la frecuencia de conmutación es inferior a la frecuencia de la señal, entonces en cada medio período de conmutación, se consigue colocar en la pantalla del osciló grafo varios períodos de la señal y el oscilograma parecerá continuo. En caso contrario los oscilogramas se obtienen discontinuos (de puntos), ya que a cada período de la señal corresponden varias conmutaciones.

Los conmutadores electrónicos, generalmente tienen dos frecuencias de conmutación: baja de 100 Hz y alta de varios kilohertzios. Cuando no hay señales a investigar, en la pantalla del osciló grafo se ven dos líneas horizontales, cuya distancia depende de la diferencia de las corrientes anódicas de los tubos del amplificador y se puede regular con la variación de la polarización en la rejilla de uno o ambos tubos. Es evidente que la distancia entre los oscilogramas se cambia con el mismo procedimiento.

Los amplificadores se realizan según el circuito del reóstato, con una simple corrección en el campo de las frecuencias altas y con contrarreacción (reacción negativa). La banda de frecuencias transmitidas es de 10 Hz a 300 kHz. El factor de amplificación es de 2 a 3.

Por construcción, los conmutadores electrónicos se realizan como adaptadores del osciló grafo.

3.8. CARACTERISTICAS TECNICAS Y ESQUEMAS ESTRUCTURALES DE ALGUNOS OSCILOGRAFOS MODERNOS

La industria de la URSS produce osciló grafos con exploraciones continua y de bloqueo, con tubos de un haz, de doble haz y de haces múltiples, con bandas de frecuencias desde corriente continua hasta decenas de megahertzios.

En calidad de ejemplo veamos las características técnicas y los esquemas estructurales de los osciló grafos C1-20 y C1-55 (fig. 3.35).

El osciló grafo universal de un haz C1-20 (fig. 3.35*a*) se predestina para investigar las señales eléctricas continuas y de impulsos.

Características técnicas

Banda de frecuencia de las señales continuas a investigar:	
ancha	de 10 Hz a 20 MHz
estrecha	de 15 Hz a 2 MHz
Duración de los impulsos de las señales de ambas polaridades, a investigar:	
con frecuencias de repetición desde 200 Hz hasta 500 kHz	de 0,05 μs a 5 ms
Tensión de las señales a investigar en la entrada:	
con banda ancha	de 0,03 a 500 V

Sensibilidad del canal *Y* en la frecuencia de 100 kHz:	
con banda estrecha	de 0,01 a 50 V
con banda ancha	no menos de 0,1 mm/mV
con banda estrecha	no menos de 1 mm/mV
Irregularidad de la característica frecuencial:	
con banda ancha, en la gama de 50 Hz a 3 MHz	no mayor de 1 dB
en las demás frecuencias	no mayor de 3 dB
con banda estrecha	no mayor de 3 dB
Resistencia de entrada del canal *Y*	no menor de 0,5 MΩ
en paralelo con la capacidad	no mayor de 40 pF
Resistencia de entrada de la sonda del divisor	1,1 MΩ
Capacidad de entrada	12 pF
Sensibilidad del canal *X*	
en la frecuencia de 100 kHz	no menor de 0,05 mm/MV
Resistencia de entrada del canal *X*	0,5 MΩ
Capacidad de entrada	32 pF
Tensión de sincronización de lanzamiento externo	de 0,1 a 150 V
Frecuencia de sincronización	de 10 Hz a 5 MHz
Errores de medida de las tensiones y de la duración de las señales de impulso	± 5%
Resistencia de entrada durante la transmisión de las tensiones a investigar directamente a las placas del tubo	1 MΩ
Capacidad respecto al cuerpo (caja)	no mayor de 15 pF
Tensión en el modulador	no menor de 2 V y no mayor de 20 V
Temperatura de trabajo del medio circundante	de −30 a +50°C
Alimentación desde la red de corriente continua:	
con frecuencia de 50 Hz	220 V ± 10%
con frecuencia de 400 Hz	115 V +10−6%
Potencia de consumo	no mayor de 360 V·A
Dimensiones exteriores	260 × 360 × 505 mm
Masa	no mayor de 23 kg

El sistema de exploración garantiza una duración desde 0,025 µs/cm hasta 10 µs/cm; toda la gama se divide en 30 subgamas con recubrimiento no mayor de 2; 12 subgamas tienen extensión cuádruple en el trazo central de la exploración.

En el instrumento entra el oscilador de cristal de cuarzo, cuya frecuencia es de 100 kHz, se emplea para corregir la duración de la exploración.

El osciló́grafo semiconductor de doble haz pequeño C1-55 se predestina para observar simultáneamente e investigar la forma de dos procesos eléctricos, mediante la observación óptica y la medida de sus valores de tiempo y amplitud (fig. 3.35*b*).

Características técnicas

Banda de frecuencia de las señales continuas a investigar	de 3 Hz a 10 MHz
Duración de las señales de impulsos de ambas polaridades a investigar	0,1 µs a 0,2 s
Amplitud de los impulsos	de 10 mV a 140 V
Sensibilidad de los canales *Y*	0,6 mm/mV
Irregularidad de la característica de frecuencia	no mayor de 3 dB

Resistencia de entrada del canal *Y* con entrada abierta	
con la capacidad de 40 pF en paralelo	1 MΩ
con divisor portátil	10 MΩ y 15 pF
Tensión de sincronización externa	de 0,5 a 30 V
Error de medida	
de las tensiones	± 10%
de las duraciones	8—12%
Error de superposición al principio de las exploraciones y de las representaciones	no mayor de 1 mm
Banda pasante del canal *X* ante una irregularidad no mayor de 3 dB	de 20 Hz a 1 MHz
Sensibilidad del canal *X*	no menor de 6 mm/V
Tensión de entrada del canal en la gama de frecuencias de 30 Hz a 1 MHz	de 10 a 60 V
Resistencia de entrada con la capacidad de 70 pF en paralelo	0,5 MΩ
Temperatura de trabajo del medio circundante	de −30 a +50°C
Alimentación de la red de corriente alterna	
de 50 Hz de frecuencia	220 V
de 400 Hz de frecuencia	220 y 115 V
con corriente continua	24 V
Potencia consumida	75 V·A
de la fuente de tensión continua	35 W
Dimensiones exteriores	355 × 205 × 470 mm
Masa	15 kg

El sistema de exploración garantiza una duración desde 50 mseg/div hasta 0,1 mseg/div; toda la gama se divide en 18 subgamas fijas con recubrimiento en 2 y en 2,5 veces; en todas las subgamas se prevé un alargamiento quíntuplo del trazo central de exploración. La duración de la exploración calibrada se regula desde 0,02 μs/div hasta 20 ms/div en 17 subgamas con extensión quíntupla.

3.9. EMPLEO DEL OSCILOGRAFO PARA EL TRAZADO DE LAS CURVAS CARACTERISTICAS

Durante la sintonización de los amplificadores de frecuencias altas e intermedias, de los aparatos de radio y de televisión, de los filtros y de otros cuadripolos, la tensión de salida de los cuales depende de la frecuencia, es necesario obtener esta dependencia en forma gráfica; por cuyo carácter se puede juzgar sobre la calidad de la sintonización, es decir, sobre la banda pasante, la selectividad y la amplificación. El procedimiento común de construcción de las características de frecuencia «por puntos» es fatigoso, inexacto y requiere mucho tiempo.

La combinación del osciló grafo con el generador de frecuencia oscilante (productor de taballo) permite obtener en la pantalla del osciló grafo, las características de frecuencias de diferentes dispositivos en forma rápida, exacta y clara. Los instrumentos que se emplean para este fin se denominan medidores de la característica amplitud-frecuencia. Ellos pertenecen al subgrupo X, tipo 1 y se designan X1...

La tensión del generador de exploración ingresa a las placas de desviación horizontal del tubo de rayos catódicos y simultáneamente

al generador de frecuencia oscilante. Este último se conecta a la entrada del objeto a investigar, la salida del cual se transmite a través del detector a las placas de desviación vertical del tubo. La tensión de exploración modula por la frecuencia las oscilaciones creadas por el generador de frecuencia oscilante y simultáneamente desvía el haz del rayo por la horizontal. De tal modo, la desviación horizontal del rayo transcurre rítmicamente al variar la frecuencia que ingresa al objeto a investigar y ahora la línea horizontal en la pantalla del tubo de rayos catódicos viene a ser, no como generalmente el eje del tiempo, sino el eje de la frecuencia. La tensión de salida a investigar depende de la frecuencia y, si esta tensión, después

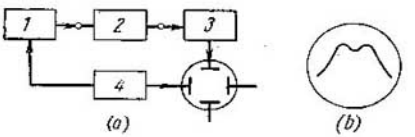


Fig. 3.36. Medidor de las características amplitud-frecuencia: *a*) circuito estructural; *b*) tipo de oscilograma;
1—generador de exploración de frecuencia; *2*—objeto a examinar; *3*—detector; *4*—generador de exploración

de la detección, se transmite a las placas de desviación vertical del oscilógrafo, entonces en su pantalla aparece el oscilograma que representa la dependencia de la tensión de salida de la frecuencia, es decir, la característica amplitud-frecuencia (fig. 3.36*b*).

La forma de variación de las tensiones de exploración y de modulación puede ser diferente, pero con mayor frecuencia, ella es en diente de sierra o triangular. En el primer caso, en la pantalla se ve una curva característica, en el segundo dos, que hacen de espejo una con respecto a la otra, debido a lo cual es fácil y cómodo comparar la simetría de la rama de la izquierda y la derecha de la característica.

La tensión de modulación máxima determina la desviación de la frecuencia mientras que su frecuencia determina la frecuencia de desviación. Generalmente la frecuencia de modulación y de exploración es baja, es decir, de 25, 50 o de algunos cientos de hertzios. La frecuencia del productor de taballo se desvía de la central o con ayuda del circuito de lámparas de reactancia o variando la inductancia de la bobina del circuito del generador. Lo último se realiza mediante la variación de la permeabilidad magnética del núcleo ferromagnético de la bobina, instalada en el flujo magnético modulado.

A los instrumentos semejantes, se les exigen los siguientes requisitos fundamentales:

— amplios límites de variación de la frecuencia central, es decir, ancha gama de frecuencias;

— la mayor posible desviación de la frecuencia;
— desviación independiente de la sincronización del generador;
— constancia de la tensión de salida del generador en los límites de la desviación de la frecuencia.

La industria produce más de 10 tipos de instrumentos para la investigación de las características de frecuencia, que cubren casi todas las gamas de frecuencias empleadas en radiocomunicación y radioemisión (desde 20 Hz hasta 1500 MHz). Algunos instrumentos de bajas frecuencias se complementan con un potenciómetro registrador de dos coordenadas (por ejemplo, el tipo M.A.C-021) que permite escribir la característica de frecuencia en papel de diagrama.

Hay instrumentos especializados para la sintonización óptica y el control de algunos dispositivos de un mismo tipo, es decir, receptores, televisores, etc. A los instrumentos semejantes pertenece el instrumento portátil para la sintonización de televisores X1-7Б (fig. 3.37). La gama de frecuencias es de 0,4

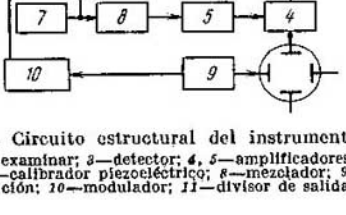


Fig. 3.37. Circuito estructural del instrumento X1-7Б;
1—entrada; *2*—objeto a examinar; *3*—detector; *4*, *5*—amplificadores; *6*—generador de exploración de frecuencia; *7*—calibrador piezoeléctrico; *8*—mezclador; *9*—generador de exploración; *10*—modulador; *11*—divisor de salida

a 235 MHz y de 430 a 980 MHz. El generador de exploración crea tensión en diente de sierra que desvía el rayo por la horizontal y que modula la frecuencia, del generador en los límites de 0,5 a 15 MHz. La frecuencia de exploración es de 50 Hz. La tensión de salida de la frecuencia oscilante de 50 ó 100 mV se aplica a la salida con resistencia de 75 Ω, que se conecta a la entrada del dispositivo de sintonización. La salida del último se une con el detector, cuya tensión rectificada a través del amplificador de desviación vertical, se aplica a las placas del tubo. El instrumento posee un generador de calibración, llamado marcador con estabilización de cuarzo que genera señales no sinusoidales de 1 MHz de frecuencia y crea un gran número de armónicos superiores. Estos armónicos ingresan al mezclador, adonde se transmiten simultáneamente las vibraciones de la frecuencia oscilante. En el momento cuando la última coincide con la frecuencia de algún armónico, en la salida del mezclador aparecen saltos efímeros de tensión; que a través del amplificador ingresan a las placas de desviación vertical y en el oscilograma aparece la marca en calidad de pequeña inchadura. La distancia entre las marcas inmediatas es igual a 1 MHz. Se prevé la posibilidad de obtener marcas reajustadas, con ayuda de un generador exterior.

Con ayuda del instrumento X1-7Б se puede probar y corregir la sintonización de los circuitos de entrada de cualquier canal de televisión; probar y sintonizar los amplificadores de frecuencia intermedia de los canales de imagen de acompañamiento sonoro; sintonizar el detector de frecuencia; probar la acción del limitador, etc., en los televisores de diferentes marcas. Además el instrumento X1-7Б se puede utilizar como osciló grafo común. Las dimensiones exteriores del instrumento son—150 × 290 × 350 mm y la masa es de 7,5 kg.

3.10. NOCIONES SOBRE EL OSCILOGRAFO ESTROBOSCOPICO

Los oscilógrafos universales no sirven para observar e investigar los impulsos de corta duración y de baja altura; la causa es que la banda de frecuencias que se deja pasar por el canal de desviación vertical de estos oscilógrafos no es suficiente para reproducir sin distorsión la forma de los impulsos, especialmente de sus frentes y en presencia de gamas hiperanchas, la sensibilidad es muy baja. Para investigar los impulsos débiles de nanosegundos, se propone el método de registro oscilográfico estroboscópico, en base al cual

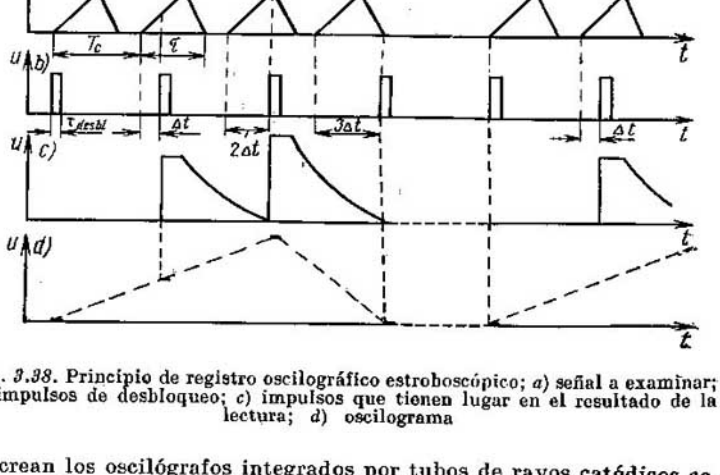


Fig. 3.38. Principio de registro oscilográfico estroboscópico; *a*) señal a examinar; *b*) impulsos de desbloqueo; *c*) impulsos que tienen lugar en el resultado de la lectura; *d*) oscilograma

se crean los oscilógrafos integrados por tubos de rayos catódicos comunes sin amplificadores de banda ancha, que combinan la alta sensibilidad con la ancha banda pasante (equivalente).

En los oscilógrafos estroboscópicos, como en los conocidos estroboscópicos mecánicos se origina una deceleración aparente de los procesos de variabilidad rápida. Las señales que ingresan al osciló-grafo estroboscópico (fig. 3.38*a*) se miden consecutivamente (se cuentan) por puntos, con ayuda de impulsos de «desbloqueo» de corta duración (fig. 3.38*b*); el número de los cuales es igual a n y la duración igual a τ_{est}. La cuenta consecutiva se consigue mediante el desplazamiento automático en el tiempo de cada estroboimpulso en el intervalo Δt, en los límites de duración de la señal o de su período de repetición. El intervalo Δt se denomina paso de cómputo y su duración se determina por el número de puntos de cómputo. La duración del estroboimpulso debe ser mucho menor que el paso de cómputo.

La señal y los estroboimpulsos ingresan al mezclador (fig. 3.38*a*, *b*), en cuya salida surgen impulsos de tensión, cuya altura es proporcional al valor instantáneo de la señal a investigar (fig. 3.38*c*). Esta última «se ensancha» en muchas veces en el tiempo y en el mismo número de veces «se extiende» la banda pasante equivalente del canal de desviación vertical del oscilógrafo.

El circuito del oscilógrafo estroboscópico se muestra en la fig. 3.39. Los impulsos de arranque (estos pueden ser la señal a investigar), ingresan por la entrada de sincronización al dispositivo formador,

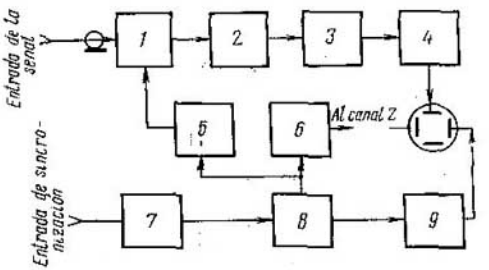


Fig. 3.39. Circuito estructural del oscilógrafo estroboscópico:
1—mezclador; *2*—amplificador; *3*—expansor; *4*—amplificador *Y*; *5*—generador de impulsos de desbloqueo; *6*—bloque de suspensión; *7*—bloque de formación; *8*—nodo de desplazamiento automático de los impulsos de selección; *9*—amplificador *X*

en el cual ellos se transforman en impulsos de corta duración de forma y polaridad requerida. Para realizar tal transformación el dispositivo de transformación consta del atenuador, amplificador, inversor, limitador y divisor de tensión. Los impulsos formados se emplean para la sincronización de todos los nodos del oscilógrafo.

La señal a investigar ingresa al mezclador a través del enchufe coaxial, el cual es un nodo único de frecuencia superelevada del oscilógrafo con una banda pasante muy ancha. El mezclador se realiza en un diodo que se abre solamente ante el ingreso del impulso estroboscópico. Con esto surge un impulso de corriente del diodo, la altura del cual se determina por la suma de la tensión de la señal y del estroboimpulso; y la duración, por la duración del estroboimpulso. De este modo, en la carga del diodo se obtienen impulsos de tensión, la altura de los cuales es proporcional a la altura de la señal en el momento del cómputo. Luego estos impulsos ingresan al amplificador y al expansor, en el cual «se ensanchan» en todo el período de la señal de repetición. Después a través del amplificador de banda estrecha de desviación vertical del rayo, se transmiten a las placas del tubo de rayos catódicos. Los impulsos se transmiten simultáneamente con el lanzamiento del generador, desde el órgano de comparación al canal *Z*, que dirige la luminancia del tubo, debido

a lo cual el oscilograma se forma con puntos luminosos o con trazos que se retardan uniformemente uno con respecto al otro (fig. 3.38*d*).

El intervalo de tiempo existente entre el principio del impulso de la sincronización y el surgimiento del estroboimpulso, conduce a la pérdida de la parte inicial de la representación de la señal a investigar. Para eliminar este inconveniente se transmite la señal a la entrada del mezclador a través de un trazo de cable coaxial, que cumple el papel de línea de retardo.

La industria produce varios tipos de osciló̀grafos estroboscópicos, con bandas pasantes eficaces de 500 kHz, 5 y 10 GHz por ejemplo, C7-5, C7-7 y C7-11. Gracias al progreso en la producción de instrumentos de semiconductores de acción rápida y de nodos integrales; se espera, a corto plazo, poner en circulación los osciló̀grafos estroboscópicos con bandas pasantes de frecuencias eficaces, que alcanzan 15 y 20 GHz.

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿De qué nodos fundamentales consta el osciló̀grafo universal?
2. ¿Cómo se determina la sensibilidad del tubo de rayos catódicos y del osciló̀grafo?
3. ¿Qué se denomina exploración de imágen?
4. ¿Qué formas de tensiones es necesario emplear para obtener exploraciones sinusoidal, elíptica y periódica lineal?
5. ¿Qué determina la frecuencia de los generadores de exploración?
6. ¿Cuál es el objetivo de la sincronización del generador de exploración y cuál es su esencia?
7. ¿Por qué es difícil observar los impulsos con gran relación de sucesión durante la exploración continua lineal?
8. ¿Para qué se introduce en el canal de desviación vertical la línea de retardo de la señal durante la exploración de bloqueo?
9. ¿Cómo trabaja y se dirige el calibrador de duración?
10. ¿Cómo se pueden obtener los oscilogramas de dos procesos en una pantalla del osciló̀grafo?

4
Medida de frecuencias

4.1. NOCIONES GENERALES

En la radiotécnica moderna se emplea un inmenso espectro de frecuencias de oscilaciones eléctricas, desde partes de hertzios hasta decenas de miles de millones de hertzios[1]). Todo este espectro se divide condicionalmente en dos partes, es decir, de frecuencias bajas y altas. Las bajas frecuencias a su vez, se subdividen en tres gamas: frecuencias infrasónicas hasta 20 Hz; frecuencias acústicas desde 20 Hz hasta 20kHz y ultrasonoras, sobre los 20 kHz. Las oscilaciones eléctricas de frecuencias superiores a 20 kHz pertenecen a las oscilaciones de altas frecuencias, a menudo denominadas radiofrecuencias. Las radiofrecuencias también se dividen en tres gamas: de altas frecuencias, desde 20 kHz hasta 30 MHz; de frecuencias ultraaltas, desde 30 hasta 300 MHz y de superelevadas, sobre los 300 MHz. En base a esta división se determinan las propiedades físicas de las oscilaciones eléctricas en cada parte del espectro, el procedimiento de su obtención y las particularidades de la transmisión a distancia. Delimitar exactamente las diferentes partes del espectro no es posible, por eso tal división es condicional.

El Comité Consultativo Internacional de Radio C.C.I.R., resolvió reglamentar las denominaciones en el espectro de frecuencias

---

[1]) Las oscilaciones de la gama óptica generadas por los generadores cuánticos (laseres), aquí no se estudian.

empleadas para la radiocomunicación, radiodifusión y televisión. Estableciendo nuevas bandas, cuyas división y denominaciones se dan en la tabla 4.1.

Tabla 4.1

Nº de la banda	Gama de frecuencias sin el cálculo del límite inferior, con el cálculo del límite superior	Gama de ondas	Subdivisión métrica correspondiente de ondas	Abreviaturas para la designación simbólica
4	3—30 kHz	100—10 km	Miriamétricas	Frecuencias muy bajas (FMB)
5	30—300 kHz	10—1 km	Kilométricas	Bajas frecuencias (FB)
6	300—3000 kHz	1000—100 m	Hectométricas	Frecuencias medias (FM)
7	3—30 MHz	100—10 m	Decamétricas	Altas frecuencias (AF)
8	30—300 MHz	10—1 m	Métricas	Frecuencias muy altas (FMA)
9	300—3000 MHz	100—10 cm	Decimétricas	Ultraaltas frecuencias (UAF)
10	3—30 GHz	10—1 cm	Centimétricas	Frecuencias superelevadas (FSE)
11	30—300 GHz	10—1 mm	Milimétricas	Frecuencias extremadamente altas (FEA)
12	300—3000 GHz	1—0,1mm	Decimilimétricas	—

Cualquier frecuencia f se puede expresar a través de su correspondiente longitud de onda λ o período de oscilaciones T; la relación entre estas magnitudes se determina por las fórmulas conocidas: $f = c/\lambda$ y $f = 1/T$, donde f es la frecuencia en Hz; $c \approx 3 \times 10^8$ m/s es la velocidad de propagación de las oscilaciones electromagnéticas en el vacío; λ es la longitud de onda en m; T — es el período de oscilaciones en s.

Por consecuencia, para caracterizar las oscilaciones eléctricas se puede medir la frecuencia, el período o la longitud de onda. Sin embargo, en la actualidad en la práctica de las medidas radioeléctricas casi siempre se mide la frecuencia, rara vez el período y sólo a veces la longitud de onda en frecuencias superelevadas.

Las medidas de frecuencias más difundidas son: la graduación de la escala de diferentes generadores de medidas; la determinación de las frecuencias de resonancias de los circuitos oscilantes; la graduación de la escala de los radiorreceptores y de los dispositivos de radiotransmisión con gama gradual, la determinación de la frecuencia de diferentes resonadores; la banda pasante de los dispositi-

vos de radio y de los filtros; la desviación del valor nominal de la frecuencia portadora, atribuida a una estación de radio dada, etc.

El error de medida de frecuencia se da en valores absolutos o lo que es más común, en valores relativos. El error de medida admisible se determina por la inestabilidad de la frecuencia a medir y debe ser 5 veces menor que ésta, como mínimo. Por ejemplo, si la inestabilidad de la frecuencia de una radioestación es de 10^{-5} entonces el error de medida no debe superar $2 \cdot 10^{-6}$. El instrumento que garantiza una exactitud de medida semejante debe probarse por un dispositivo aún más exacto; el error del último, en el ejemplo dado, no debe superar $4 \cdot 10^{-7}$. Hay instrumentos que permiten medir la frecuencia con un error no mayor de 10^{-8} y $5 \cdot 10^{-9}$. El error de medida de las bajas frecuencias se admite generalmente considerablemente mayor.

Los instrumentos para la medida de la frecuencia por clasificación pertenecen al subgrupo Ч (Ch).

La frecuencia se puede medir por el método de resonancia, por el de comparación, por el de sobrecarga del condensador y también por el método de cálculo discreto. Para medir la tensión existe el procedimiento de puente, pero en la actualidad casi no se emplea.

4.2. METODO DE RESONANCIA

Característica breve

El método de resonancia para medir la frecuencia se basa en el fenómeno de resonancia eléctrica. Éste es apto para las gamas de frecuencias altas y superelevadas. Los instrumentos para medir la frecuencia con este método se denominan frecuencímetros de resonancia u ondámetros.

El frecuencímetro de resonancia consta del circuito oscilante de precisión, del mecanismo de sintonización de precisión con escala e indicador de resonancia. Todos los frecuencímetros de resonancia se caracterizan por la gama de frecuencias, por el error de medida y por la sensibilidad, es decir, por la potencia absorbida mínima. Ellos, por clasificación, pertenecen al tipo 2, al subgrupo Ч y se designan Ч2 ... Para medir una frecuencia desconocida, el frecuencímetro se sintoniza en resonancia con ella y su valor se determina por la graduación del circuito oscilante del frecuencímetro en el momento de resonancia.

El método de resonancia es simple y cómodo, la indicación durante la medida por este método es de una acepción y el error es desde décimas hasta centésimas partes por ciento. El error de medida depende de la exactitud de la sintonización del frecuencímetro, del factor de calidad (de mérito) de su circuito oscilante, de la exactitud de la lectura, del ancho de la gama de frecuencias a medir, de la temperatura del aire circundante y del grado de acoplamiento del frecuencímetro con la fuente de oscilaciones a medir.

La exactitud de la sintonización del frecuencímetro de resonancia en resonancia con la frecuencia a medir será tanto mayor, cuanto mayor sea el factor de calidad (de mérito) de su circuito oscilante. Ante un factor de calidad pequeño la curva de resonancia tiene la parte superior ancha (curva «obtusa») y determinar la frecuencia de resonancia es bastante difícil. Para un factor de calidad alto, la parte superior de la curva de resonancia es angosta (curva «aguda»), por eso la frecuencia de resonancia se puede determinar con gran exactitud, aunque «mantener» la aguja del indicador en el punto de resonancia no es fácil.

La inexactitud de la determinación del momento de resonancia se puede bajar considerablemente si se emplea el denominado cálculo de horquilla. Su esencia consiste en que se fijan dos posiciones de la aguja del indicador, es decir, antes y después de la resonancia y se señalan las lecturas correspondientes n_1 y n_2 de la frecuencia del generador o de la capacidad del circuito. Si estas lecturas se obtienen en presencia de deflexiones iguales de la aguja del indicador, entonces su medio aritmético corresponde a la posición de resonancia: $n_0 = (n_1 + n_2)/2$.

En la fig. 4.1 se muestra la curva de resonancia del circuito oscilante con las marcas recomendadas de la posición de la aguja del indicador y los puntos de lectura n.

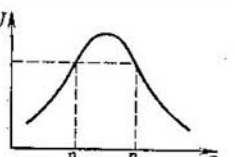


Fig. 4.1. Explicación del cálculo de horquilla

La exactitud de la lectura se determina por la exactitud de la graduación y por la calidad del mecanismo de sintonización. La precisión de la graduación será tanto mayor, cuanto más estrecha sea la gama de sintonización del circuito, ya que con esto la división de la escala es menor. El mecanismo de sintonización debe ser sin juego, en caso contrario, la lectura dependerá del lado de aproximación a la resonancia.

Generalmente el circuito oscilante del frecuencímetro se gradúa con la temperatura del aire de 20° C, por eso durante el trabajo en otras condiciones son posibles los errores debido a la variación de las dimensiones geométricas del circuito oscilante. Para disminuir estos errores, los elementos de los circuitos se realizan de metales y de aleaciones con bajo coeficiente de dilatación térmica y si esto es muy complicado, entonces a la graduación se introduce una corrección de temperatura.

El circuito oscilante del frecuencímetro de resonancia se une de un lado con la fuente de oscilaciones de frecuencia a medir y del otro con el indicador de resonancia. Ambas uniones deben ser lo menor posible para que las resistencias introducidas al circuito oscilante no disminuyan su factor de calidad y no aumenten el error de medida

Las construcciones de los circuitos oscilantes de los frecuencí-

metros de resonancia pueden ser diferentes según la gama de frecuencias para lo cual se destinan. Para medir las frecuencias de 50 kHz a 20 MHz se emplean circuitos con parámetros localizados y en frecuencias más altas, con parámetros repartidos.

Frecuencímetros de resonancia con parámetros localizados

El circuito oscilante del frecuencímetro se forma con bobinas de inducción intercambiables y con condensadores variables. Esto permite cubrir una gama de frecuencias considerable, con subgamas relativamente estrechas debido a lo cual se disminuye el error de medida.

El condensador variable se gradúa séparadamente para cada bobina. El mecanismo de rotación de su rotor tiene aceleración negativa. La escala se separa en un gran número de divisiones, del orden de 2500. A causa de la alta calidad en la construcción de las bobinas y condensadores, las pérdidas en estos son mínimas y la variación de la temperatura del medio circundante casi no influye en la lectura del indicador.

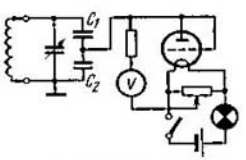


Fig. 4.2. Circuito principal del frecuencímetro de resonancia Ч2-1

Generalmente el indicador se realiza en calidad de voltímetro de detector, unido débilmente con el circuito del frecuencímetro. El error de medida es del 0,1 al 1%.

Como ejemplo, en la fig. 4.2 se muestra el circuito principal del frecuencímetro de resonancia Ч2-1. Con este frecuencímetro con ayuda de seis bobinas intercambiables se cubre una gama de frecuencias desde 50 kHz hasta 50 MHz. Su error fundamental es igual a 0,25%. El frecuencímetro se une por inducción con el sistema a medir. El indicador es un simple voltímetro de diodo unido débilmente al circuito a través de las capacidades del divisor de tensión $C_1 - C_2$.

Frecuencímetros de resonancia con parámetros repartidos

El circuito oscilante del frecuencímetro en dependencia de la gama de frecuencias a medir, se realiza en calidad de línea coaxial o como un resonador de cavidad. La línea coaxial se sintoniza en resonancia con la variación de la longitud de su conductor interno; el resonador de cavidad con la variación de su volumen. Los mecanismos de precisión para la sintonización se gradúan en divisiones adimensionales con gran número de puntos de lectura. Para determinar la frecuencia a medir se adjuntan a cada frecuencímetro las tablas de graduación. Algunos frecuencímetros se gradúan directamente en unidades de frecuencia.

El acoplamiento del frecuencímetro con la fuente de la frecuencia a medir depende de su construcción y de las condiciones de trabajo. Si es necesario medir la frecuencia de las oscilaciones radiadas, el frecuencímetro se instala en el campo de radiación y se une al sistema a medir con ayuda de antenas de varillas o de cono invertido; la última suscita oscilaciones electromagnéticas en el circuito interno del frecuencímetro a través de los elementos de acoplamiento (fig. 4.3*a*). Los elementos de acoplamiento en los frecuencímetros de

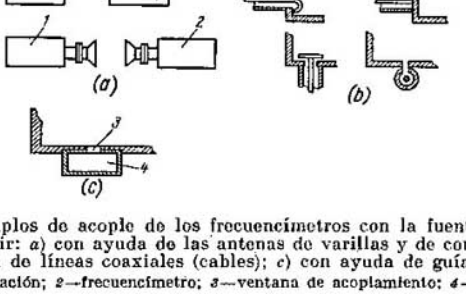


Fig. 4.3. Ejemplos de acople de los frecuencímetros con la fuente de las frecuencias a medir: *a*) con ayuda de las antenas de varillas y de cono invertible; *b*) con ayuda de líneas coaxiales (cables); *c*) con ayuda de guía de ondas; *1*—fuente de radiación; *2*—frecuencímetro; *3*—ventana de acoplamiento; *4*—guía de ondas

entrada coaxial se construyen como bucles, de disco o de ranura (fig. 4.3*b*), y en los frecuencímetros con entrada de guía de ondas en calidad de ranuras (fig. 4.3*c*).

El indicador consta del diodo hecho con punta de contacto de germanio o de silicio y del microamperímetro magnetoeléctrico. La unión del indicador con el circuito oscilante se realiza a través del bucle de acoplamiento; a veces el diodo se instala directamente en el campo electromagnético. Si el frecuencímetro se destina para medir frecuencias con modulación de impulso, el indicador semejante no es apto. En este caso se emplea un indicador que consta de la etapa integrada que prolonga los impulsos del amplificador de baja frecuencia y del voltímetro de detector. Frecuentemente se emplean indicadores externos, osciló grafos o voltímetros electrónicos, que se conectan al conjuntor correspondiente en el tablero del frecuencímetro.

Examinemos los circuitos fundamentales de los frecuencímetros con parámetros repartidos.

Frecuencímetro de resonancia de semionda. El circuito oscilante del frecuencímetro de resonancia de semionda se realiza por un trazo de línea coaxial cortocircuitado, cuya longitud se regula desplazando el émbolo P (fig. 4.4*a*). La resonancia se presenta cada vez cuando la longitud de la línea se hace aproximadamente igual

a la mitad de la longitud de onda de las oscilaciones a medir: $l \approx n\lambda/2$. Si el mecanismo micrométrico de desplazamiento del émbolo se gradúa en unidades de longitud l, entonces sintonizando el frecuencímetro dos veces sucesivas en la indicación máxima del indicador se puede determinar directamente la longitud de onda: $\lambda = 2(l_2 - l_1)$; donde l_2 y l_1 son cómputos de las posiciones del émbolo durante la resonancia. El mecanismo de desplazamiento del émbolo

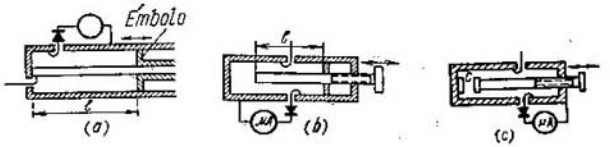


Fig. 4.4. Circuitos de los frecuencímetros de resonancia de parámetros repartidos: *a*) de semionda; *b*) de cuarto de onda; *c*) con línea cargada

tiene una graduación tabular en unidades de frecuencia, para aumentar la precisión de la medida.

Los frecuencímetros de resonancia de semionda se emplean en una gama de frecuencias de 2500 a 10 000 MHz. En presencia de frecuencias más bajas, las dimensiones de la línea coaxial se establecen considerablemente grandes; de frecuencias más altas, muy pequeñas. Y uno y otro es incómodo tanto durante la elaboración como en la explotación. El factor de calidad de tales frecuencímetros es de 1000 a 3000 unidades, que en combinación con buenos dispositivos de lectura micrométricos aseguran un error de medida desde el 0,05% hasta el 0,5%.

Los frecuencímetros de semionda no obtuvieron una gran difusión ya que es difícil realizar un contacto seguro de la superficie del émbolo con la superficie interior del conductor exterior de la línea coaxial en toda su longitud.

Frecuencímetros de resonancia de cuarto de onda. El circuito oscilante de estos frecuencímetros se realiza por un trazo desconectado de línea coaxial (fig. 4.4*b*). Su sintonización se realiza variando la longitud l del conductor interno de la línea coaxial. La resonancia empieza cuando $l \approx (2n + 1)\lambda/4$; donde n es un número entero. Al variar la longitud del conductor interior, ante dos resonancias continuas, se puede encontrar el valor de la mitad de la longitud de onda: $l_2 - l_1 = [2(n + 1) + 1]\lambda/4 - (2n + 1)\lambda/4 = (2n + 3 - 2n - 1)\lambda/4 = \lambda/2$.

La escala del mecanismo de desplazamiento del conductor interno de la línea, se gradúa o en unidades de frecuencia o en marcas adimensionales. En el último caso, al frecuencímetro se agregan las curvas de calibración o las tablas.

El frecuencímetro de cuarto de onda se emplea en las frecuencias de 600 a 10 000 MHz. El error de medida de éste es del 0,05%.

Frecuencímetro de resonancia con líneas de cargas. Los frecuencímetros de resonancia de semionda y de cuarto de onda tienen poco recubrimiento, es decir, del orden de 1,3 a 1,5, por eso cada uno de ellos se emplea en la estrecha gama de frecuencias para la cual se destina. Para ampliar la gama de frecuencias a medir con un frecuencímetro, se carga la línea coaxial abierta con la capacidad que se forma en los extremos de los conductores interno y externo (fig. 4.4c). Durante la sintonización de tal circuito oscilante, la longitud de la línea l y la capacidad C varían simultáneamente, a consecuencia de lo cual el recubrimiento aumenta hasta 3 e incluso hasta 4. Con dos frecuencímetros de resonancia con línea de carga se cubre una gama de frecuencias desde 150 hasta 1500 MHz. La frecuencia a medir se determina con ayuda de tablas de graduación o de gráficos por la lectura en la escala del dispositivo de microvernier.

Frecuencímetro de resonancia con resonador de cavidad. El resonador de cavidad del frecuencímetro se une con la fuente de la frecuencia a medir y con el indicador de resonancia. La unión con la fuente de la frecuencia a medir se realiza bien por bucles de acoplamiento o a través de ventanas de acoplamiento. El indicador se conecta siempre al resonador con ayuda de bucles de acoplamiento. La unión del resonador con la fuente de la frecuencia a medir y con el indicador debe ser débil, para que su factor de calidad disminuya insignificantemente.

La sintonización se efectúa variando su volumen lo que se consigue bien por medio del desplazamiento del émbolo, bien con la introducción de una barra metálica en su interior.

Al excitar el resonador de cavidad por medio de un campo electromagnético, pueden surgir, simultáneamente en él oscilaciones de diferentes tipos, lo que dificulta la graduación del desplazamiento del elemento de sintonización en unidades de frecuencia. Por eso se introducen en el mecanismo micrométrico divisiones convencionales y su concordancia con la determinada frecuencia del tipo de oscilación dado se establece por los gráficos o mediante las tablas de sintonización, las cuales se componen durante la graduación primaria, según las frecuencias patrones.

La superficie interna del resonador de cavidad se pule hasta un brillo especular y se cubre con plata o con oro. Debido a este tratamiento y a la correcta elección de la configuración, el factor de calidad de los resonadores de cavidad alcanza de 5000 a 10 000. Para disminuir la intensidad de las oscilaciones no fundamentales que surgen entre la tapa del resonador y el émbolo, el lado superior del último se recubre con algún material absorbente.

Los frecuencímetros con resonadores de cavidad se emplean en las frecuencias desde 2000 hasta 50 000 MHz. El error fundamental de tales frecuencímetros es del 0,05%. Los errores complementarios surgen a cuenta de los cambios de temperatura y de humedad del aire. Los frecuencímetros con resonador de cavidad generalmente

se gradúan para la temperatura del aire de 20° C y la humedad relativa del 60%. La variación de temperatura provoca el cambio del volumen del resonador y la de la humedad provoca el cambio de la constante dieléctrica del aire del interior del resonador. Estos errores se debe tener en cuenta mediante las tablas de corrección adjuntadas al frecuencímetro.

Los resonadores de cavidad de los frecuencímetros se hacen a menudo de una aleación de invar, cuya dilatación lineal es seis veces menor que la del acero, y se hermetizan. En las instalaciones de medición de gran responsabilidad los resonadores se recluyen en el termostato.

La desventaja de los frecuencímetros con resonadores de cavidad es que también pueden cubrir sólo una estrecha gama de frecuencias, lo que conduce a la necesidad de tener un juego de frecuencímetros.

La sencillez de la construcción, la comodidad en la explotación y la precisión relativamente alta de las medidas, explican el amplio uso de estos instrumentos en las medidas radioeléctricas, a pesar de los inconvenientes que tienen. El resonador construido para una frecuencia garantiza una precisión de las medidas muy alta. En este caso, el error no supera 10^{-4}. Un juego de estos resonadores permite graduar diferentes dispositivos radiotécnicos de la gama de frecuencias superelevadas.

Los circuitos de medida son diferentes según el dispositivo de salida de la fuente de la frecuencia a medir. Para medir la frecuencia de las oscilaciones electromagnéticas de una fuente no blindada, es necesario introducir el frecuencímetro en su zona de radiación y sintonizar el último en resonancia con la frecuencia a medir (véase la fig. 4.3*a*). El acoplamiento entre el frecuencímetro y la fuente debe ser tal que la aguja del indicador durante la resonancia se encuentre aproximadamente en el centro de la escala. El acoplamiento se puede regular, variando la distancia entre la fuente y el frecuencímetro y su posición mutua.

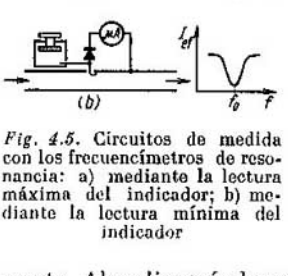


Fig. 4.5. Circuitos de medida con los frecuencímetros de resonancia: a) mediante la lectura máxima del indicador; b) mediante la lectura mínima del indicador

Si la fuente de oscilaciones se blinda, entonces el frecuencímetro se conecta a la línea coaxial o al guía de ondas que une la fuente con la carga. En este caso son posibles dos variantes de medición: por el máximo y por el mínimo de la indicación del instrumento. Al medir según la primera variante (fig. 4.5*a*), el indicador del frecuencímetro da las lecturas máximas en el momento de resonancia; si el circuito no está sintonizado, no hay indicación. Al medir según la segunda variante (fig. 4.5*b*), mientras el circuito del frecuencímetro no se sintoniza en resonancia, el indicador da las indicaciones

máximas, y durante la sintonización, el circuito absobe una parte de la energía y las lecturas del indicador disminuyen. La última variante es preferible ya que la precisión en la determinación de la resonancia por el mínimo es más alta que por el máximo y, además, ella da la posibilidad de juzgar siempre sobre el buen estado de los circuitos de alta frecuencia del dispositivo a medir y del mismo frecuencímetro.

La industria produce más de 20 tipos de frecuencímetros de resonancia con una sensibilidad desde 0,1 hasta 5mW.

En calidad de ejemplos se dan los circuitos estructurales y las características técnicas fundamentales de algunos frecuencímetros con parámetros distribuidos.

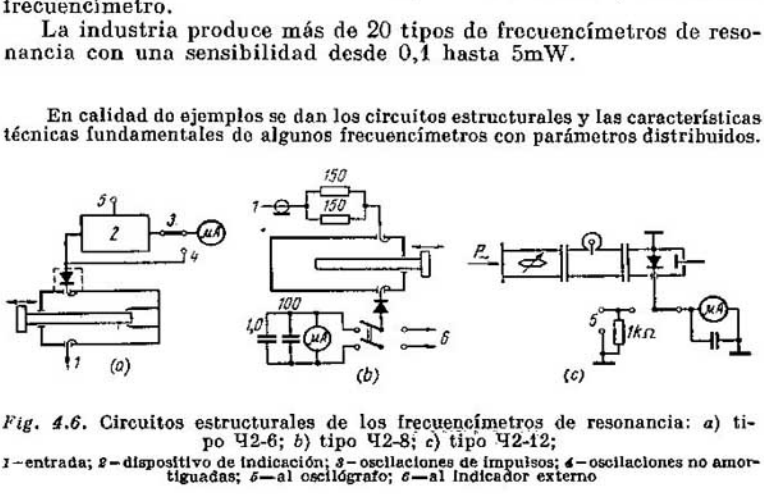


Fig. 4.6. Circuitos estructurales de los frecuencímetros de resonancia: *a*) tipo Ч2-6; *b*) tipo Ч2-8; *c*) tipo Ч2-12;
1—entrada; *2*—dispositivo de indicación; *3*—oscilaciones de impulsos; *4*—oscilaciones no amortiguadas; *5*—al osciló grafo; *6*—al indicador externo

El frecuencímetro Ч2-6 (Ch2-6) (fig. 4.6*a*) consta del circuito oscilante del tipo coaxial con capacidad variable para la ampliación de la gama de frecuencias de los elementos de unión, del dispositivo de indicación y del bloque de alimentación.

Características técnicas

Gama de la frecuencia a medir	de 350 a 675 MHz
Error de la medida de la frecuencia con una temperatura del aire circundante de $+20 \pm 10°C$	no mayor de 0,05%
Potencia de la señal de entrada	no menor de 0,2 mW
Alimentación de la red de corriente alterna de 50 Hz o de 400 Hz de frecuencia con tensión de	110, 220 y 127V ±10%
Potencia consumida	no mayor de 40 W
Dimensiones exteriores	445 × 270 × 230 mm
Masa	17 kg

La unión con la fuente de frecuencias a medir se realiza a través de una antena de varilla o de un bucle de acoplamiento y con un cable coaxial.

El frecuencímetro Ч2-8 (Ch2-8) (fig. 4.6*b*) se realiza según el circuito oscilante coaxial de cuarto de onda.

Características técnicas

Gama de frecuencia a medir	de 600 a 2000 MHz
Error de medida de la frecuencia con una temperatura del aire circundante de +20±10°C durante la lectura por la escala del instrumento	±0,6%
empleando el libro de graduación	±0,07%
Potencia de la señal de entrada	no menor de 0,8 mW
Dimensiones exteriores	480 × 240 × 240 mm
Masa	12 kg

La unión con la fuente de la frecuencia a medir se realiza con ayuda de un cable con bucle de acoplamiento. El frecuencímetro no necesita alimentación.

El frecuencímetro Ч2-12 (Ch2-12) (fig. 4.6e) consta del atenuador de guía de onda de absorción, del resonador coaxial, de la cabeza de detección y del indicador.

Características técnicas

Gama de frecuencias a medir	de 7800 a 11 200 MHz
Error de medida con temperatura del aire de +20 ±10°C	no mayor de 0,05%
Potencia de la señal de entrada:	
empleando un indicador interno	no menor de 100 μW
utilizando un oscilógrafo	no menor de 5 mW
Potencia de entrada media, la máxima admisible	no mayor de 0,3 W
Dimensiones exteriores	395 × 200 × 130 mm
Masa	7,5 kg

El frecuencímetro no necesita alimentación.

4.3. METODO COMPARATIVO

Breve característica

El método comparativo obtuvo amplía difusión, ya que el proceso de medición se caracteriza por su sencillez y sus resultados, por la alta precisión. Por principio, este método es apto para medir la frecuencia en cualquier gama.

La frecuencia incógnita se determina de la condición de igual dad o de conocida multiplicidad con otra frecuencia, tomada como patrón. Para medir la frecuencia incógnita f_x por el método comparativo es indispensable tener una fuente de frecuencias patrones f_{pat} y el indicador de igualdad o de multiplicidad de estas frecuencias.

Según el procedimiento de la indicación, las medidas pueden realizarse mediante el procedimiento oscilográfico, el método de batimientos cero y el batimientos acústicos.

Procedimiento oscilográfico

Exploración sinusoidal. Para determinar la frecuencia incógnita por el procedimiento oscilográfico, durante la exploración sinusoidal, se transmite la tensión de la frecuencia patrón a la entrada del amplificador de desviación horizontal y la tensión de frecuencia incógnita, a la entrada del amplificador de desviación vertical. El generador

interno del osciló grafo se desconecta. Al variar la frecuencia patrón, se logra obtener en la pantalla del tubo de rayos catódicos, la figura de Lissajous, inmóvil o con un desplazamiento lento. Si esta última representa una línea recta inclinada, una elipse o un círculo, entonces las frecuencias son iguales: $f_x = f_{pat}$.

Si la figura de Lissajous se obtiene de forma más complicada, entonces es necesario determinar la multiplicidad de la frecuencia. Para esto es necesario cortar mentalmente la figura obtenida con una línea vertical y una horizontal (fig. 4.7*a*) y contar el número de

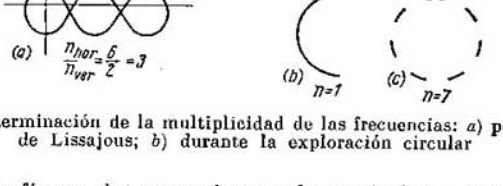


Fig. 4.7. Determinación de la multiplicidad de las frecuencias: *a*) por la figura de Lissajous; *b*) durante la exploración circular

partes de la figura, interceptadas por la vertical n_{ver} y la horizontal n_{hor}. La relación de estos números es igual a la relación de la frecuencia patrón y la que se mide $n_{ver}/n_{hor} = f_{pat}/f_x$ de donde

$$f_x = f_{pat} n_{hor}/n_{ver}. \qquad (4.1)$$

Es evidente, que las tensiones de las frecuencias f_x y f_{pat} pueden transmitirse a las entradas opuestas. En este caso, en la expresión (4.1) después de f_{pat} debe estar la relación inversa.

La exploración sinusoidal se emplea hasta con la multiplicidad de las frecuencias del orden de 10, ya que con un número mayor de intersecciones es difícil de contarlas.

Los límites de medida de las frecuencias con este procedimiento se determinan por la banda pasante del amplificador del osciló grafo. Al haber una tensión suficientemente alta de las fuentes de las frecuencias a comparar, estas tensiones se pueden transmitir directamente a las placas de desviación del osciló grafo evitando el amplificador. Con esto se amplían considerablemente los límites superiores de las frecuencias a comparar.

La precisión de la medición depende de la exactitud de la graduación de la escala de la fuente de frecuencias patrones y de la estabilidad de las frecuencias a comparar. Cuanto mayor sea la inestabilidad de cualquiera de ellas, tanto mayor será la velocidad de rotación de la figura de Lissajous y la determinación de la multiplicidad se complica.

Exploración circular. Para determinar la frecuencia incógnita por el método de comparación durante la exploración circular, se transmite la tensión de la frecuencia patrón a través del circuito divisor de fase, a ambas entradas del osciló grafo (fig. 3.15) como dos

tensiones desfasadas la una con respecto a la otra en 90°, por lo que en la pantalla del osciló grafo aparece un círculo giratorio, cuya vuelta es igual al período de la frecuencia patrón. La tensión incógnita se transmite al modulador del tubo y con cada semiperíodo varía el brillo de la imagen en la pantalla, es decir, la línea de exploración (el círculo) se modula por el brillo.

Si las frecuencias f_x y f_{pat} son iguales, entonces la mitad del círculo será oscura y la mitad clara (fig. 4.7*b*). Mas si $f_x > f_{pat}$, en el círculo aparecen partes claras y oscuras, es decir, se hace de trazos (fig. 4.7*c*). El número de trazos oscuros y claros n es igual a la multiplicidad de la frecuencia incógnita y la patrón: $n = f_x/f_{pat}$, de donde $f_x = nf_{pat}$. El círculo de trazos es inmóvil, sólo en caso de multiplicidad de f_x y f_{pat}, en caso contrario éste gira y la medida se hace imposible.

Si la frecuencia a medir es menor que la frecuencia patrón, entonces su tensión se transmite a través del circuito divisor de fase a las dos entradas del osciló grafo, y el modulador se conecta a la salida de la fuente de frecuencia patrón. En este caso: $f_x = f_{pat}/n$.

Durante la exploración circular se pueden comparar las frecuencias cuya multiplicidad es de hasta 50. Los límites y la precisión de las medidas son las mismas que durante la exploración sinusoidal.

Exploración lineal. La tensión de frecuencia incógnita se transmite a la entrada del canal de desviación vertical del osciló grafo, y la frecuencia del generador de exploración lineal (sin sincronización) varía hasta obtener en la pantalla del osciló grafo, la imagen de un período inmóvil. Con esto, la frecuencia a medir, es igual a la frecuencia de exploración establecida. Esta variante del procedimiento oscilográfico se emplea con mayor frecuencia, ya que la precisión con que se establece la frecuencia de exploración de los osciló grafos modernos es considerablemente alta.

Método de batimientos acústicos

Este procedimiento se emplea para comparar las audiofrecuencias. En calidad de mezclador lineal se emplea un receptor telefónico (o un altoparlante) conectado en serie a las fuentes de tensión de frecuencias incógnitas y patrón (fig. 4.8). Al mezclador, que al mismo tiempo es también indicador, ingresan las oscilaciones $u_x = U_x \cos \omega_x t$ y $u_{pat} = U_{pat} \cos \omega_{pat} t$. En caso de igualdad de amplitudes, la oscilación resultante tiene el aspecto:

$$u = U \cos (\omega_x t - \theta),$$

donde

$$U = U_x \sqrt{2[1 + \cos (\omega_x - \omega_{pat}) t]};$$

$$\theta = \operatorname{arc\,tg} \frac{\operatorname{sen} (\omega_x - \omega_{pat}) t}{1 + \cos (\omega_x - \omega_{pat}) t}.$$

Si $\omega_x - \omega_{pat} \ll \omega_x$, la oscilación resultante se percibe como un tono, cuya amplitud varía periódicamente con la frecuencia

diferencial $f_x - f_{pat}$. Este fenómeno se denomina batimientos acústicos. Prácticamente, mientras las frecuencias f_x y f_{pat} están lejos la una de la otra, en los teléfonos se oyen dos tonos separados. Variando la frecuencia f_{pat}, ellos se aproximan hasta que en los teléfonos empieza a escucharse un tono de intensidad acústica con variación periódica. A medida de aproximarse f_{pat} y f_x, la frecuencia de los batimientos acústicos disminuye; para $f_x = f_{pat}$ en los teléfonos se escucha un tono de intensidad acústica constante.

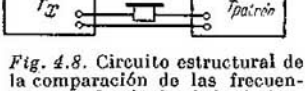


Fig. 4.8. Circuito estructural de la comparación de las frecuencias con el método de batimientos acústicos

Con el procedimiento de batimientos acústicos se comparan frecuencias desde 100 hasta 10 000 Hz. El error de medida alcanza partes de Hz. Este se determina fácilmente, contando el número de batimientos acústicos (de la variación de la intensidad acústica) en cierto espacio de tiempo. Por ejemplo, si la intensidad acústica varía una vez en el transcurso de 5 s, entonces las frecuencias se diferencian una de otra en 0,2 Hz.

Método de batimientos cero

El procedimiento de batimientos cero, o como lo denominan frecuentemente de heterodino, se emplea para comparar altas frecuencias. Las dos oscilaciones de altas frecuencias, $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$ y $u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$, se transmiten al elemento lineal, es decir, al detector o amplificador. En su salida aparece la tensión resultante, en cuya expresión matemática se tiene un sumando del tipo: $U_1 \cos \omega_1 t \cdot U_2 \cos \omega_2 t$; en consecuencia, en la carga del mezclador se forman, entre muchas frecuencias, la suma de $f_1 + f_2$ y la diferencia de $f_1 - f_2$ ó $f_2 - f_1$. Esta diferencia de dos frecuencias altas es la frecuencia de batimientos $F_b = |f_1 - f_2|$.

Al ser iguales las frecuencias f_1 y f_2, la frecuencia de batimientos es igual a cero; por eso la comparación de dos frecuencias altas mediante tal procedimiento es conocida como método de batimientos cero.

La comparación de las frecuencias por los batimientos cero se realiza de la siguiente manera (fig. 4.9*a*). Las tensiones de las frecuencias incógnita f_x y patrón f_{pat}, se transmiten a la entrada del elemento lineal, en la salida de éste se conectan los receptores telefónicos, que dejan pasar sólo las frecuencias fónicas (acústicas). Si se varía gradualmente la frecuencia del generador patrón, entonces cuando $f_x - f_{pat} < 15\,000$ Hz en los teléfonos aparece un tono de frecuencia diferencial que baja a medida que se aproximan las frecuencias. En la fig. 4.9*b* se muestra el carácter de la variación de la frecuencia de batimientos F_b en función de la variación de la frecuencia f_{pat}, ante la invariabilidad de la frecuencia a medir f_x.

La frecuencia de batimientos en el punto a es igual a cero y f_x es igual a f_{pat}. Sin embargo, no se logra determinar por la ausencia de tono de batimientos en el teléfono el momento en que $f_x = f_{pat}$: la audibilidad desaparece antes del momento en que se igualan las frecuencias. Aparece la zona de batimientos falsos (cero) ya que el oído humano no reacciona a las frecuencias inferiores a 16 Hz. De esta manera, debido a la comparación de las frecuencias por el método de batimientos cero con ayuda del teléfono, surge el error, cuyo valor absoluto alcanza 32 Hz.

Este error puede disminuirse con varios métodos. Uno de los más simples es el de cómputo de horquilla, el cual consiste en lo siguiente:

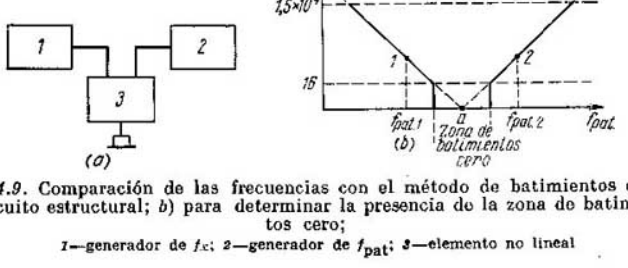


Fig. 4.9. Comparación de las frecuencias con el método de batimientos cero: *a*) circuito estructural; *b*) para determinar la presencia de la zona de batimientos cero;
1—generador de f_x; *2*—generador de f_{pat}; *3*—elemento no lineal

sin haber llegado hasta la zona de batimientos cero, se retiene en la memoria algunos tonos de batimientos, por ejemplo, en el punto 1 y se registra el valor que le corresponde f_{pat1}; después habiendo pasado la zona de batimientos cero, nuevamente se establece el mismo tono y se registra su valor f_{pat2}. La media aritmética de estos dos valores de la frecuencia patrón es igual a la frecuencia incógnita: $f_x = (f_{pat1} + f_{pat2})/2$. El error del cómputo de horquilla es menor, mientras más exacto se establece la igualdad de los tonos de ambos lados de la zona de batimientos cero.

En lugar de los teléfonos o en paralelo a ellos se puede conectar un miliamperímetro magnetoeléctrico. Con la frecuencia de batimientos inferior a 10 Hz, la aguja del instrumento oscila. La frecuencia de estas oscilaciones disminuye a medida de la aproximación de la frecuencia f_{pat} a f_x, y cuando $f_{pat} = f_x$, la aguja se establece en cero. Para detectar los batimientos cero se puede también emplear un oscilógrafo.

Para disminuir el error producido por la presencia de la zona de batimientos cero durante la indicación auditiva (acústica) con ayuda de los teléfonos a veces se mide la frecuencia de batimientos F_b, obtenida para cierto valor de f_{pat}, entonces $f_x = f_{pat} \pm F_b$. El signo más corresponde al caso, cuando f_{pat} se encuentra a la izquierda

(véase la fig. 4.9*b*) de la zona de batimientos cero, el signo menos, cuando f_{pat} está a la derecha; ya que en el primer caso $f_{pat} < f_x$, en el segundo $f_{pat} > f_x$. Con el cambio del tono de batimientos al variar la frecuencia patrón, puede determinarse cuál de las frecuencias es mayor. Si aumentando la última el tono de batimientos baja, entonces $f_{pat} < f_x$ y la frecuencia de batimientos se debe sumar al valor registrado f_{pat}. Más si al incrementar los valores de la frecuencia patrón el tono de batimientos aumenta, entonces $f_{pat} > f_x$ y el valor de F_b debe restarse del valor de f_{pat}.

La frecuencia de batimientos puede medirse comparándola con la frecuencia del generador auxiliar de ondas acústicas (generador auxiliar de audiofrecuencias) por el método de batimientos acústicos o con ayuda del oscilógrafo. En el último caso, el error de medida de la frecuencia incógnita se determina por los errores de la graduación del generador patrón de alta frecuencia y del generador auxiliar de frecuencia vocal.

Durante la descripción del proceso de formación de batimientos cero y de la medida de la frecuencia se supuso que los generadores de frecuencias incógnita y patrón producen oscilaciones sólo de forma sinusoidal. En realidad, es posible que las oscilaciones del generador de frecuencia incógnita contienen armónicos y los batimientos cero se obtienen cada vez que $f_{pat} = nf_x$, donde $n = 1, 2, 3, 4, \ldots$ Si las oscilaciones de ambos generadores contienen armónicos, los batimientos cero se obtienen con $f_x = mf_{pat}$, donde $m = 1, 2, 3, 4\ldots$ Con mayor frecuencia las oscilaciones de ambos generadores tienen armónicos, y los batimientos cero se obtienen para $nf_x = mf_{pat}$. Esto crea una indeterminación al comparar las frecuencias, que se elimina con una medida preliminar aproximada de la frecuencia mediante cualquier otro procedimiento. Es bueno también tener en cuenta que la intensidad acústica de batimientos más alta, se obtiene en las frecuencias fundamentales y disminuye rápidamente con el incremento de los números n y m de los armónicos.

Frecuencímetros heterodinos

Basándose en el método de batimientos cero se crean y encuentran amplia utilización los instrumentos para medir la frecuencia, es decir, los frecuencímetros heterodinos. El principio de funcionamiento se basa en la comparación de la frecuencia a medir con la frecuencia conocida del generador de calibración. Estos según la clasificación pertenecen al subgrupo Ч (Ch), tipo 4 y se designan Ч4 (Ch4)...

La frecuencia se mide de la siguiente manera. A una de las entradas del mezclador se transmite (fig. 4.10*a*) la tensión de frecuencia incógnita f_x, a la otra, la tensión del generador de variación continua de la frecuencia f_g, después de lo que la frecuencia del último varía hasta obtener los batimientos cero en el teléfono. En este caso se lee el valor de la frecuencia $f_g = f_x$ por la escala del generador. La

unión del mezclador del frecuencímetro heterodino con la fuente de tensión de frecuencia a medir, como regla se hace lo menor posible.

El generador de variación continua de la frecuencia se construye de piezas de alta calidad, su alimentación se lleva a cabo con tensión estabilizada, por eso la estabilidad de las oscilaciones generadas por éste es bastante alta. La escala del generador está dividida en un

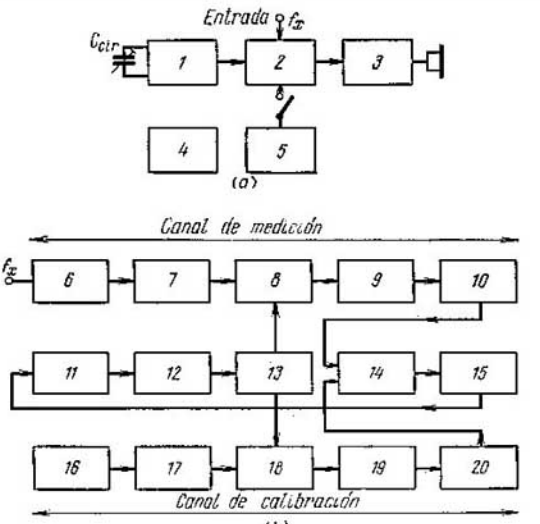


Fig. 4.10. Circuitos estructurales de los frecuencímetros heterodinos: *a*) simple; *b*) Ч4-8А;

1—generador de sintonización gradual; *2*—mezclador; *3*—amplificador de baja frecuencia; *4*—rectificador estabilizado; *5*—oscilador a cristal; *6*—atenuador de entrada; *7*—filtro de superelevada frecuencia; *8*—mezclador; *9*—amplificador de frecuencia intermedia; *10*—detector; *11*—circuito de arranque; *12*—generador de tensión en diente de sierra; *13*—heterodino; *14*—amplificador de imagen; *15*—indicador osciloográfico con generador de exploración circular; *16*—generador de frecuencia de calibración; *17*—multiplicador y divisor de frecuencia; *18*—mezclador; *19*—amplificador de frecuencia intermedia; *20*—detector

gran número de puntos de lectura, a cada uno de los cuales le corresponde una frecuencia determinada. Los valores de esta frecuencia se dan en el libro de graduación o en la escala del frecuencímetro.

En el generador con sintonización suave se emplean condensadores de variación lineal de frecuencia con pequeños recubrimientos lo que permite obtener una dependencia lineal entre la frecuencia generada y la división de la escala del rotor del condensador.

Una de las causas más importantes de la inexactitud de las medidas de frecuencia con los frecuencímetros heterodinos es que la graduación de la escala se perturba por diferentes causas. Para

disminuir este error, antes de cada medida la graduación de la escala se controla y regula por la frecuencia del oscilador de cristal empotrado en el frecuencímetro.

El generador con sintonización suave elabora oscilaciones de forma sinusoidal, pero en el mezclador, de ellas se forman armónicos superiores, a causa de esto, surgen los batimientos cero al ser iguales no sólo las frecuencias fundamentales sino también los diferentes armónicos del generador y de la fuente de frecuencias a medir. Por un lado, esto expande la gama de frecuencias a medir, y por otro, introduce una confusión en la medida, ya que a una misma posición de la sintonización corresponden varios valores de la frecuencia. En consecuencia, como ya se ha señalado, la frecuencia a medir debe ser conocida aproximadamente con anterioridad.

El oscilador de cristal (a cuarzo) elabora tensión de una frecuencia. Cambiando las frecuencias fundamentales y los armónicos de ambos generadores se puede obtener la serie de los denominados puntos de apoyo, por los cuales se controla la graduación del generador de gama continua.

El método de medida de la frecuencia depende del circuito estructural del instrumento y es diferente para los distintos frecuencímetros heterodinos.

Las causas principales de los errores de medida consisten en la inestabilidad de las frecuencias de los generadores con sintonización gradual y estabilización de cuarzo, así como en la inexactitud de la graduación y de la calibración. En los frecuencímetros heterodinos sencillos la inestabilidad de la frecuencia del oscilador de cristal es de $\pm 5 \cdot 10^{-6}$; en los instrumentos complejos y caros se usan resonadores de placas de cuarzo construidos con gran precisión, además, ellos se termostatizan, debido a lo cual la inestabilidad se reduce hasta $\pm 10^{-7}$. La inestabilidad de corta duración de la frecuencia del generador con sintonización suave en los instrumentos sencillos es de 10^{-4}, y en los más perfeccionados, de 10^{-6}. Es necesario recordar que la indicación de la inestabilidad se obtiene sólo después del precalentamiento que se prolonga dependiendo del tipo de frecuencímetro, desde 20 minutos hasta 1,5 horas.

La industria produce más de 10 tipos de frecuencímetros heterodinos que cubren una gama de frecuencia desde 100 kHz a 40 000 MHz con un error general desde $5 \cdot 10^{-4}$ hasta $5 \cdot 10^{-6}$.

En calidad de ejemplos se da el circuito estructural y las características técnicas de los frecuencímetros Ч4-1 y Ч4-8.

El circuito estructural del frecuencímetro heterodino Ч4-1, es idéntico al de la fig. 4.10*a*.

Características técnicas

Gama de frecuencias de medida	de 125 kHz a 20 MHz
Gama de frecuencias fundamentales del generador con sintonización suave:	
— primera subgama	de 125 a 250 kHz
— segunda subgama	de 2 a 4 MHz

Frecuencia del oscilador de calibración de cristal de frecuencia con una temperatura del aire de 19 a 21°C después de 20 minutos de calentamiento	1 MHz±10 Hz
Error de medida después del calentamiento y de la calibración en la frecuencia fundamental:	
—en la primera subgama	no mayor de 50 Hz
—en la segunda subgama	hasta 400 Hz
Intervalo de la temperatura de trabajo	de —25 a +50°C
Coeficiente de temperatura de la frecuencia en el intervalo de temperatura señalado:	
para el oscilador a cristal	no mayor de $\pm 2 \cdot 10^{-6}$
para el generador con sintonización suave	no mayor de $\pm 4{,}5 \cdot 10^{-5}$
Alimentación—	
de la red de corriente alterna de 50 Hz de frecuencia	110, 127 y 220 V
de la fuente de corriente continua	de la batería БАС-60 (BAS-60) y de la batería de acumuladores 5-НКН-10
Potencia consumida	40 W
Dimensiones exteriores	330 × 255 × 255 mm
Masa con el rectificador	10 kg

Para cubrir toda la gama de frecuencias a medir se emplean los armónicos del generador con sintonización suave; en la primera subgama, el segundo, el cuarto y el octavo; en la segunda, el segundo, el cuarto y parcialmente el quinto, por lo tanto, los límites de medida en la primera subgama son de 125 kHz a 2 MHz, en la segunda de 2 a 20 MHz.

El generador con sintonización suave tiene tres escalas: la «de cientos» con 50 divisiones, la de «unidades» con 100 divisiones y la «de nonios» con 10 divisiones.

A cada vuelta completa del rotor del condensador variable, es decir, al variar la frecuencia desde 125 hasta 250 kHz o desde 2 hasta 4 MHz, corresponden 50 000 puntos de lectura. En el libro de graduación, que es una parte inseparable del frecuencímetro Ч4-1, el número de puntos de lectura es considerablemente menor, es decir, 1251 en la primera subgama (cada 100 Hz) y 2000, en la segunda (cada 1 kHz). Los valores de las frecuencias intermedios se determinan fácilmente interpolando, ya que la escala del generador es lineal, y en cada página del libro se señala el número de hertzios, que pertenecen a una división y el número de divisiones que corresponden a un kHz. Todos estos datos se refieren a la frecuencia fundamental. Para cubrir toda la gama desde 125 hasta 20 MHz, en el libro se dan los datos de las frecuencias de los armónicos superiores.

La frecuencia aproximadamente conocida se mide por dos etapas: primero se realiza la calibración y después la propia medida. A fin de calibrar el frecuencímetro heterodino Ч4-1, es decir, restablecer la graduación correcta de la escala del generador de variación continua de la frecuencia, se establece en ella la lectura que corresponde al punto de apoyo; la frecuencia en este punto es inmediata a la frecuencia a medir. Después de esto, se transmite la tensión del generador con sintonización suave y del oscilador a cristal al mezclador. En este caso, son posibles dos variantes: la primera, el sonido en el teléfono (batimientos cero) está ausente, es decir, la graduación no se pierde, y en la segunda, en el teléfono se percibe el tono de batimientos.

En el último caso es necesario restablecer la graduación con ayuda del condensador corrector variando su capacidad (bajando el tono hasta obtener batimientos cero). Es evidente, que después de la corrección la capacidad del condensador corrector debe quedar invariable. Para comprobar la corrección de la graduación se debe aumentar y después disminuir un poco la capacidad del condensador corrector C_{cor} a ambos lados. Entonces debe percibirse en el teléfono el tono de batimientos, cuya frecuencia aumenta al variar la capacidad

del condensador C_{cor} a ambos lados. Después de tal control se establece de nuevo la capacidad del condensador corrector en la posición de batimientos cero.

Luego se mide la frecuencia por el método descrito anteriormente y se comprueba la lectura por la escala del generador de variación continua de la frecuencia y por el libro de graduación se determina el valor correspondiente de la frecuencia.

La zona de batimiento cero en la primera subgama es considerablemente ancha, por eso para disminuir el error de medida es útil emplear el cálculo de horquilla, como se muestra en la pág. 169

El frecuencímetro heterodino Ч4-8А (fig. 4.10*b*) trabaja en la gama de frecuencia de 12,4 a 40 GHz, éste garantiza la medida de la frecuencia de las oscilaciones continuas con un error de $\pm 5 \cdot 10^{-5}$. En el frecuencímetro se incorpora un oscilador de frecuencias de calibración a cristal, del cual se obtiene una serie de frecuencias estables con intervalos de 150, 50, 10, 1, 1/4, 1/5, 1/6, 1/7 y 1/8 MHz, mediante la división y multiplicación de la frecuencia. Estas frecuencias se emplean para la calibración del heterodino con sintonización gradual. La frecuencia a medir, determinada anteriormente con este mismo instrumento en forma aproximada se introduce entre dos frecuencias del heterodino, el intervalo entre las cuales se estrecha continuamente desde 150 hasta 1/8 MHz. La calibración y determinación de la frecuencia desconocida se realiza visualmente con ayuda de un indicador osciloográfico con generador de exploración circular.

4.4. METODO DE RECARGA DEL CONDENSADOR

En el circuito de la fig. 4.11 se explica la esencia del método de recarga del condensador. Si el conmutador se encuentra en la posición izquierda, el condesador patrón se carga hasta la tensión U y la cantidad de electricidad que ingresa al condensador desde la fuente E, es $q = CU$.

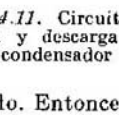


Fig. 4.11. Circuito de carga y descarga del condensador

Al trasladar el conmutador a la posición derecha (según el circuito) el condensador tiene la posibilidad de descargarse. Si el condensador se descarga totalmente, entonces toda la cantidad de electricidad recibida por el condensador durante la carga pasa a través del miliamperímetro.

Supongamos ahora, que el condensador se conmuta de la carga a la descarga f veces por segundo. Entonces la cantidad de electricidad que pasa a través del miliamperímetro,

$$fq = fCU. \tag{4.2}$$

Como se sabe, la cantidad de electricidad por unidad de tiempo es la intensidad de la corriente, por eso la expresión (4.2) toma la forma: $I = fCU$. En consecuencia, la frecuencia de mutación es proporcional al valor medio de la corriente de descarga a través del instrumento magnetoeléctrico:

$$f = I/CU. \tag{4.3}$$

Si la capacidad C y la tensión que alimenta al circuito se mantienen constante, entonces la escala del instrumento se puede graduar directamente en unidades de frecuencia.

Por este principio se crean los frecuencímetros con lectura directa en los cuales el condensador se conmuta con la tensión de frecuencia incógnita. La conexión de varios condensadores de diferente capacidad al circuito permite obtener, con diferentes frecuencias, el valor máximo igual de la corriente a través del miliamperímetro, es decir, obtener varias subgamas de medida. La tensión, hasta la cual se carga el condensador a diferentes valores de la capacidad y de la frecuencia, no puede quedarse constante, lo mismo que el condensador no siempre tienen tiempo a descargarse completamente, y el denominador en la fórmula (4.3) no es constante.

Para eliminar esta confusión, se emplea un circuito, en el que la tensión en el condensador durante la carga no puede superar cierta cantidad constante U_{car} y durante la descarga, no puede hacerse menor que cierta cantidad constante U_{desc}. La expresión (4.3) para este circuito adquiere el siguiente aspecto:

$$f = I/C\,(U_{car} - U_{desc}). \qquad (4.4)$$

El denominador de la expresión (4,4) en los límites de cualquier subgama se conserva constante y la graduación de la escala del miliamperímetro queda invariable para todas las subgamas.

El límite inferior de las frecuencias a medir se acota con el principio de las oscilaciones mecánicas de la aguja del miliamperímetro en cadencia con la frecuencia a medir y es de 10 Hz y el límite superior, con el tiempo final de conmutación del condensador de la carga a la descarga y con las capacidades parásitas del circuito, conmensurables en las frecuencias superiores con la capacidad del condensador. A medida que se modernizan el circuito de conmutación y las soluciones de construcción, el límite superior de las frecuencias a medir de un instrumento a otro aumenta y alcanza en la actualidad, 1 MHz.

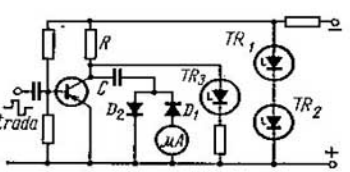


Fig. 4.12. Circuito simplificado principal de la parte de cómputo del frecuencímetro

Los frecuencímetros que trabajan por el principio de recarga del condensador, constan del amplificador limitador y del circuito contador. La tensión de la frecuencia a medir ingresa al amplificador limitador que adquiere forma de impulsos casi rectangulares, indispensables para el control del circuito contador (fig. 4.12). Este último incluye un conmutador electrónico, un juego de condensadores, un circuito de estabilización de la tensión en los condensadores y el microamperímetro magnetoeléctrico.

El conmutador electrónico está integrado por un transistor. A una altura suficiente de los impulsos rectangulares que ingresan desde el amplificador limitador al circuito base-emisor, este transistor

se cierra completamente y se abre con los semiperíodos negativo y positivo, respectivamente.

La caída de tensión en el transistor abierto es de centésimas partes de voltios, por eso el condensador se descarga prácticamente hasta cero y la frecuencia se puede determinar por la expresión

$$f = I/CU_{car}, \tag{4.5}$$

y no según (4.4). Esto permite simplificar el circuito del frecuencímetro, ya que es suficiente estabilizar sólo una tensión de carga del condensador.

La alimentación del circuito se mantiene constante con los tubos reguladores de tensión C_{T_1} y C_{T_2} y la tensión de carga con el tubo regulador de tensión C_{T_3}. Al ingresar el semiperíodo positivo de la tensión de frecuencia incógnita a la entrada del transistor de conmutación, éste se cierra y el condensador C se carga a través del diodo D_1 y del indicador de aguja hasta la tensión igual a la tensión en el tubo regulador de tensión C_{T_3}. El transistor se abre con el medio período negativo y el condensador se descarga a través del diodo D_2 y del espacio emisor-colector. El error de los frecuencímetros a transistores es de 2,5%. Esto se explica por la inestabilidad térmica de los tubos reguladores de tensión que, a pesar de no ser grande, pero ante diferencias considerables de la temperatura empieza a manifestarse.

4.5. METODO DEL CALCULO DISCRETO

De la tensión alterna ininterrumpida de frecuencia f_x se pueden formar impulsos de corta duración, la frecuencia de repetición de los cuales se queda igual a f_x. Si se cuenta el numero de impulsos N en un intervalo de tiempo conocido ΔT, entonces se determina fácilmente la frecuencia desconocida:

$$f_x = N/\Delta T. \tag{4.6}$$

En particular, si $\Delta T = 1$ s, entonces la cantidad N de impulsos medidos numéricamente es igual a la frecuencia desconocida f_x.

Este principio es la base del método de cálculo discreto para medir la frecuencia. Los instrumentos que trabajan por este principio se denominan *frecuencímetros de cálculo electrónico*. Ellos por clasificación pertenecen al subgrupo Ч tipo 3 y se designan Ч3... Los resultados de las medidas aparecen en el panel frontal del instrumento, como cifras luminosas, por eso ellas frecuentemente se denominan frecuencímetros con lectura numérica o simplemente frecuencímetros numéricos.

En la fig. 4.13 se muestra el circuito estructural simplificado del frecuencímetro de cálculo electrónico. El dispositivo de entrada consta de un divisor de tensión y del amplificador de banda ancha, con ayuda de los cuales se establece la tensión de entrada necesaria para el trabajo normal del siguiente nodo, es decir, del dispositivo

de formación. Además, con el dispositivo de entrada se garantiza la resistencia de entrada exigida y la correspondiente forma de la característica de frecuencia. Generalmente la resistencia de entrada es de 10 a 50 kΩ para frecuencias hasta de 10 MHz; y de 50 Ω en las más altas. Cuando es necesario aumentar la resistencia de entrada, la primera etapa del amplificador está integrada por un tubo electró-

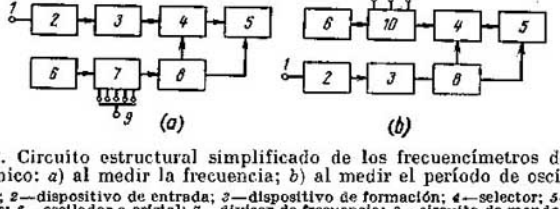


Fig. 4.13. Circuito estructural simplificado de los frecuencímetros de cálculo electrónico: *a*) al medir la frecuencia; *b*) al medir el período de oscilación;
1—entrada; *2*—dispositivo de entrada; *3*—dispositivo de formación; *4*—selector; *5*—contador de impulsos; *6*—oscilador a cristal; *7*—divisor de frecuencia; *8*—circuito de mando; *9*—salida de las frecuencias estables; *10*—multiplicador de frecuencia

nico según el circuito del amplificador de cátodo servoasistido, la resistencia de salida del cual se adapta a la resistencia de entrada de la siguiente etapa a transistores.

El dispositivo de formación sirve para transformar la tensión alterna ininterrumpida en sucesión de impulsos de forma y de altura determinadas, que garantizan el trabajo normal del selector. La altura de los impulsos y la duración de sus flancos quedan invariables en las condiciones normales de trabajo del frecuencímetro. Para obtener los impulsos de forma requerida se emplea el circuito de disparo Schmidt, el amplificador limitador y otros dispositivos. En la fig. 4.14 se muestra el circuito de disparo Schmidt. Supongamos, que el transistor T_1 está abierto y el T_2 cerrado. Al aumentar la tensión de entrada, la corriente del transistor T_1 disminuye, el potencial negativo en la base del transistor T_2 y el positivo en su emisor aumentan, por eso el transistor T_2 se abre. Con esto se cierra el circuito de la reacción positiva por el cual la disminución del potencial en el colector del transistor T_1 se transmite al emisor, que a su vez, conduce a la siguiente disminución de la corriente, es decir, surge un proceso de avalancha, debido al cual el transistor T_1 se cierra. La disminución de la tensión en la entrada provoca el vuelco del circuito de disparo (trigger).

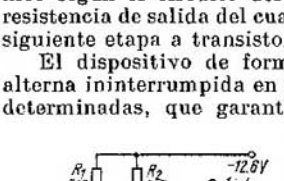


Fig. 4.14. Esquema del circuito de disparo de Schmidt

El selector se predestina para el paso de los impulsos hacia el contador en el transcurso de un intervalo de tiempo conocido, es

decir, el cómputo. Uno de los circuitos más simples del selector de tiempo (fig. 4.15) consta de dos diodos, es decir, del D_1 y del D_2 conectados al encuentro uno a otro. Los impulsos de cualquier polaridad no pasan a la salida del selector, cuando no hay tensión negativa en el punto común de los diodos, ya que para los impulsos de de una polaridad está cerrado uno de los diodos, y para la otra el segundo. El selector se abre sólo cuando al punto común señalado de los diodos ingresa la tensión negativa. El tiempo que permanece abierto el selector y el trabajo del contador se determina con el impulso negativo exactamente calibrado, que se forma en el circuito de mando de la tensión del oscilador de cristal de referencia interno.

Fig. 4.15. Circuito principal del selector de tiempo simple:
1—entrada; *2*—salida hacia el contador; *3*—impulso de ajuste

El resonador de palanca de cuarzo y parte de las piezas del generador se colocan en el termostato, en el cual se mantiene una temperatura constante con una exactitud de $\pm 0{,}5°C$. Tal exactitud de la temperatura y el correspondiente circuito del generador garantizan la inestabilidad diaria de la frecuencia de $\pm\ 5 \cdot 10^{-7}$ hasta $1 \cdot 10^{-8}$. Generalmente eligen la frecuencia igual a 1 MHz y por eso la duración del impulso de calibración es igual a 1 μs. Si durante este tiempo en el contador pasan diez impulsos entonces es evidente, que la frecuencia a medir $f_x = N/(\Delta T) = 10$ MHz. Mientras mayor es el número de impulsos de cómputo, menor es el error de medida, por eso es indispensable aumentar el tiempo de cómputo. Después del oscilador a cristal conectan divisores de frecuencia en cuya salida se forman las frecuencias 10^n ($n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$) veces más bajas de la frecuencia del generador, es decir, 100, 10, 1 kHz; 100, 10, 1, 0,1 Hz. La duración del impulso de calibración que abre el selector aumenta en el mismo número de veces y en consecuencia, el tiempo de cómputo se puede establecer igual desde 10^{-5} seg hasta 10 seg conformemente. Además del impulso del tiempo de cómputo, en el circuito de mando elaboran impulsos para el retorno a cero de la indicación y restablecimiento del tiempo de indicación. La duración del tiempo de indicación con el mando de mano es indeterminado.

El error relativo máximo de la medida de frecuencia se determina por la fórmula:

$$\delta = \delta_{cr} + 1/N = \delta_{cr} + 1/(f_x \Delta T). \qquad (4.7)$$

El número de impulsos N durante la medida de bajas frecuencias no es alto y el error puede ser considerable, y aumentar más el tiempo de la medida es vano, por eso en lugar de la frecuencia se mide la duración del período. El principio de medida del período es análogo al principio de medida de la frecuencia estudiado anteriormente, con la diferencia, que el selector se abre con el impulso formado de la tensión del período a medir y se cuentan los impulsos obtenidos de la tensión del generador de referencia (véase la fig. 4.13*b*). Si el contador

indica el número de impulsos N con la frecuencia del generador f_{cr}, entonces el período a medir es

$$T_x = N/f_{cr}. \qquad (4.8)$$

En particular, cuando $f_{cr} = 10^6$ Hz y $N = 10^5$, $T_x = 0{,}1$ s y $f_x = 10$ Hz.

El error relativo de medida del período se determina mediante la fórmula: $\delta = \delta_{cr} + 1/N = \delta_{cr} + 1/(f_{cr} \cdot T_x)$. De aquí se deduce que el período es racional medir en bajas frecuencias sólo cuando al contador ingresa una gran cantidad de impulsos durante el tiempo de cómputo. Para aumentar el número de impulsos se conectan entre el oscilador a cristal de referencia y el dispositivo de formación los multiplicadores de frecuencia con coeficientes de multiplicación de 10 ($n = 1, 2, 3$). El error al medir la duración de los períodos es considerablemente mayor que al medir la frecuencia y es de 0,03 a 0,3%.

Con ayuda de un frecuencímetro de cálculo electrónico, además de la frecuencia y del período, puede medirse la duración del intervalo de tiempo o la duración del impulso, el número total de impulsos durante cierto intervalo de tiempo y la relación de dos frecuencias. Al realizar diferentes tipos de medida, en el trabajo participan los mismos nodos del instrumento. La diferencia consiste simplemente en su interacción, la cual es posible variar por medio de las conmutaciones respectivas.

Los frecuencímetros de cálculo electrónico modernos son instrumentos automáticos que se diferencian por la alta precisión de medida, la comodidad del cómputo, la rapidez de acción y la sencillez en la explotación. Estos están dotados de telemandos lo que permite emplearlos en sistemas automáticos de control y de mando. Los éxitos en el campo de la microelectrónica permiten crear frecuencímetros de cálculo electrónico en base a circuitos integrales, lo que aumenta considerablemente su seguridad, disminuye su masa, las dimensiones exteriores y la potencia consumida.

Como ejemplo se dan las características técnicas fundamentales del frecuencímetro de cálculo electrónico Ч3-36, integrado por nodos integrales. El frecuencímetro está destinado a medir automáticamente la frecuencia, el período, las relaciones de las frecuencias, los intervalos de tiempo, el cómputo del número de las oscilaciones eléctricas, la distribución de las tensiones de varias frecuencias estabilizadas por cuarzo y la entrega de los resultados de la medida al dispositivo registrador.

Características técnicas

Medida de frecuencia:	
gama de frecuencias a medir directamente	de 10 Hz a 50 MHz
tensión de entrada	de 0,1 a 10 V
resistencia de entrada	50 kΩ
capacidad de entrada	50 pF
error de medida	$5 \cdot 10^{-8} \pm 1$ del cálculo
tiempo de cómputo	1, 10, 10^2, 10^3, 10^4 ms

Medida del período:	
gama de frecuencias	de 0 a 100 kHz
tensión de entrada	de 0,1 a 10 V
resistencia de entrada	1 MΩ
capacidad de entrada	50 pF
error de medida	$5 \cdot 10^{-8} \pm 3 \cdot 10^{-9}/n$ (donde $n = 1, 10, 10^2, 10^3, 10^4$) ± 1 del cálculo
Medida de la relación de frecuencias:	
gama superior de las frecuencias a comparar	de 10 a 50 MHz
gama inferior de las frecuencias a comparar	de 0 a 100 kHz
error de medida	$3 \cdot 10^{-3}/n \pm f_{inf}/f_{sup} \cdot n$ (donde $n = 1, 10, 10^2, 10^3, 10^4$)
Medida de la duración de los impulsos:	
gama de duración de los impulsos	de 1 μs a 10 s
altura de los impulsos	de 0,3 a 10 V
polaridad	cualquiera
Error de medida para la pendiente del flanco del impulso no menor de 10 V/μs	$5 \cdot 10^{-8} \pm 1$ del cálculo
Gama de frecuencias de totalización	de 10 Hz a 50 MHz
Autocontrol de las frecuencias	1, 10, 100 kHz
Tiempo de indicación	de 0,1 a 5 s
Alimentación desde la red de corriente alterna de 50 Hz de frecuencia	220 V±10%
de 400 Hz de frecuencia	115/220 V±5%
Dimensiones exteriores	294 × 102 × 300 mm
Masa	5,5 kg

4.6. NOCIONES SOBRE LAS MEDIDAS Y LOS PATRONES DE LA FRECUENCIA

Los instrumentos para medir la frecuencia se prueban y se gradúan por las frecuencias patrón. Las últimas se obtienen mediante instrumentos de alta precisión, es decir, con la *medida de frecuencia*. La medida de frecuencia que posee la mayor precisión la cual se consigue con el nivel actual de la ciencia y de la técnica se denomina *frecuencia patrón*.

Hasta hace un tiempo como patrones de frecuencia se empleaban los osciladores a cristal realizados meticulosamente, denominados relojes de cristal. Ellos se verifican sistemáticamente con el período de rotación de la tierra alrededor de su eje, el cual es el patrón natural del tiempo. La verificación se realizaba mediante señales del tiempo astronómico exacto con ayuda de relojes sincrónicos incorporados al patrón a cristal de frecuencia. La frecuencia fundamental del patrón, generalmente de 100 kHz, se dividía hasta 1000 Hz y con la tensión de esta frecuencia se alimentaba el motor sincrónico que ponía en movimiento las agujas (horaria, minutera, segundera y la que da diez vueltas por segundo) instaladas en la esfera del reloj. La marcha de los relojes sincrónicos se controlaba por la señal del tiempo exacto transmitido por radio o por cables. El valor y el signo de la «deriva» de los relojes determinaba el valor y el signo de la «deriva» de la frecuencia del oscilador.

La inestabilidad diaria de los relojes a cristal es del orden de 10^{-9} s. Para tal inestabilidad con signos invariables, los relojes se «adelantan» un poco más de un segundo en treinta años. No obstante esta exactitud es insuficiente para la radionavegación, la aseguración de los vuelos cósmicos y otros problemas de la ciencia y de la técnica moderna.

En la actualidad se crean frecuencias patrónes en las cuales se emplean los saltos cuánticos (transiciones cuánticas) entre los niveles energéticos de los átomos de cesio, rubidio e hidrógeno. Estas transiciones se unen de una manera determinada con las frecuencias de resonancia de los átomos correspondientes. Las fuentes de frecuencias patrón que emplean la frecuencia de resonancia de las sustancias atómicas se denominan *cuánticas* o *medidas atómicas de la frecuencia.*

La frecuencia de resonancia de los átomos de cesio es de 9 192 631 770 Hz, la de los de rubidio de 6 834 682 608 Hz y la de los de hidrógeno de 1 420 405 751,6 Hz. Estas frecuencias se determinan con las constantes atómicas de la sustancia, prácticamente no dependen de las condiciones externas y por eso poseen alta estabilidad. En la actualidad, en base a tal estabilidad, es legitimada la definición de unidad de tiempo, es decir, el segundo como el intervalo de tiempo en el transcurso del cual se realizan 9 192 631 770 oscilaciones con transición energética del átomo de cesio.

Todas las frecuencias de resonancia de los átomos pertenecen a la gama de frecuencias superelevadas y es incómoda para emplearla prácticamente al medir la frecuencia. Por eso las medidas y los patrones de frecuencia representan en sí osciladores a cristal con frecuencia de 1 ó de 5 MHz, dirigidos con las frecuencias de las transiciones cuánticas de los átomos de la sustancia correspondiente. Para poder dirigir, estas frecuencias se transforman previamente disminuyéndolas hasta valores cómodos. Con tal transformación la estabilidad de las frecuencias cae un poco. El oscilador a cuarzo controlado y dirigido con la frecuencia del generador cuántico que funciona con átomos de cesio y de rubidio, tiene una inestabilidad de $2 \cdot 10^{-11}$ diaria, y el haz de los átomos de hidrógeno, de $5 \cdot 10^{-13}$.

El patrón de cuarzo, dirigido por el generador atómico, se denomina patrón atómico de frecuencia y si tiene un reloj sincrónico, se llama reloj atómico. La precisión de marcha de los relojes atómicos es de 1 s por 3000 ó 30 000 años para generadores de cesio y de hidrógeno, respectivamente. Tales medidas de alta precisión de la frecuencia se denominan *patrones primarios de frecuencia.* Por clasificación, los patrones de frecuencia y las medidas de frecuencia, así como las instalaciones para el ajuste de los frecuencímetros pertenecen al subgrupo Ч tipo 1 y se designan Ч1...

La industria produce el oscilador a cristal de referencia Ч1-40 con una inestabilidad diaria de $\pm 1 \cdot 10^{-9}$, patrones de cesio Ч1-42 con inestabilidad de $\pm 2 \cdot 10^{-11}$ y de hidrógeno Ч1-44 con inestabi-

lidad de $\pm 5 \cdot 10^{-13}$. Las frecuencias de salida de todos los patrones son de 0,1; 1; 5 MHz.

Los servicios estatales del tiempo y de la frecuencia de la URSS transmiten a través de sus estaciones de radio las señales del tiempo y de las frecuencias patrón desde 100 kHz hasta 15 MHz. El error relativo de la frecuencia radiada es igual a $\pm 10^{-10}$. Al recibir mediante el receptor la frecuencia patrón, puede medirse la deflexión y la deriva de frecuencia del generador local de alta estabilidad por el método de comparación o corregir su frecuencia. En los lugares donde hay instituciones de metrología científicas, las frecuencias patrón se transmiten al consumidor por la red telefónica.

Para comprobar rápidamente la graduación de la escala del generador, del receptor o de cualquier otro instrumento por el método de comparación (batimientos cero) se emplean instrumentos sencillos, que se componen del oscilador a cristal y del mezclador. Tales instrumentos se denominan *calibradores piezoeléctricos*. Ellos, normalmente, generan dos frecuencias fundamentales, por ejemplo, 125 y 1250 kHz y muchos armónicos. La inestabilidad de los calibradores piezoeléctricos es de $\pm 10^{-4}$ a $\pm 10^{-5}$.

La frecuencia portadora de cualquier estación de radiodifusión también se puede emplear como patrón secundario de frecuencia, ya que la estabilidad en ellos es del orden de 10^{-6}. Como patrones secundarios simplísimos de frecuencia, en la gama de 10 000 a 40 000 MHz, pueden servir también los resonadores de cavidad realizados con las medidas de precaución correspondiente contra las influencias exteriores.

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿Qué métodos se emplean para medir bajas frecuencias?
2. ¿En qué consiste el procedimiento heterodino para medir la frecuencia?
3. ¿Cuál es la diferencia en la construcción de los frecuencímetros de resonancia destinados a medir diferentes gamas de frecuencia?
4. ¿Por qué la escala del indicador de aguja del frecuencímetro que funciona por el principio de recarga del condensador se puede graduar en unidades de frecuencia?
5. Enumérese las ventajas de los frecuencímetros de cálculo electrónico.
6. ¿Cómo varía la interacción de los nodos fundamentales del frecuencímetro de cálculo electrónico al medir la frecuencia y el período?

5
Medida del desfasaje

5.1. NOCIONES GENERALES

Cualquier oscilación eléctrica de forma sinusoidal $u = U_m \operatorname{sen} (\omega t + \varphi)$ se caracteriza por la amplitud, por la frecuencia y por la fase. La fase de la oscilación se compone de dos sumandos: la fase variable ωt que varía linealmente con el tiempo y la fase inicial constante φ. Ella se mide en radianes o en grados.

La fase inicial de una oscilación no presenta prácticamente interés, ya que es suficiente con empezar el cómputo del tiempo desde el punto *a* (fig. 5.1*a*), es decir, desplazar el eje de las ordenadas en φ, y la fase inicial se transforma en cero.

Para dos oscilaciones de una frecuencia con fases iniciales iguales

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= U_{m.\,1} \operatorname{sen} (\omega t + \varphi_1), \\ u_2 &= U_{m.\,2} \operatorname{sen} (\omega t + \varphi_2) \end{aligned}\right\} \tag{5.1}$$

se introduce el concepto de «desfasaje»:

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2. \tag{5.2}$$

Para simplicidad y comodidad se toma la fase inicial de una de las oscilaciones igual a cero, por ejemplo, suponemos $\varphi_2 = 0$, entonces la fórmula (5.2) se simplifica:

$$\varphi = \varphi_1. \tag{5.3}$$

El desfasaje (fig. 5.1b) aparece, en este caso, si la oscilación eléctrica pasa a través del circuito en el cual ésta se retarda o en el

cual hay tubos o etapas transforzadas. El desfasaje entre las tensiones de entrada y de salida de cualquier circuito se determina por la fórmula:

$$\varphi = \omega t_{ret} + n\pi, \tag{5.4}$$

donde t_{ret} es el tiempo de retardo y n es el número de etapas de conversión de fase en 180°.

Cualquier convertidor, filtro, etc., introducen un desfasaje que es necesario saber medir, tanto en las etapas como en todo el dispositivo. El desfasaje en el circuito se puede crear con ayuda de instrumentos especiales, es decir, inversores de fase (desfasadores giratorios). Si el inversor de fase se gradúa, entonces el desfasaje es

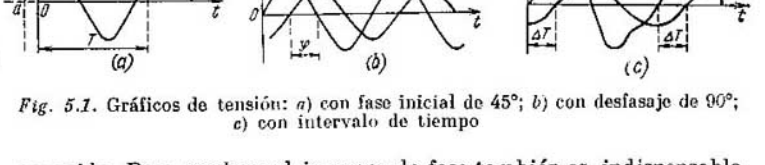


Fig. 5.1. Gráficos de tensión: *a*) con fase inicial de 45°; *b*) con desfasaje de 90°; *c*) con intervalo de tiempo

conocido. Para graduar el inversor de fase también es indispensable saber medir el desfasaje. Muchos dispositivos de televisión, de radionavegación, de radiolocalización y de amplificación se caracterizan por la dependencia de la variación de fase de la frecuencia, denominada respuesta en fase (característica fase—frecuencia), que se obtiene al medir el desfasaje entre las tensiones de entrada y de salida en la gama de frecuencias dadas. Por último, en la actualidad se emplean ampliamente la modulación y la manipulación de fase, cuya medida del desfasaje en el aparato es medición básica, tanto durante la sintonización, como en la explotación.

Es necesario señalar, que el concepto de desfasaje es utilizable para las oscilaciones armónicas de igual frecuencia [fórmula (5.1)]. Si dos tensiones tienen diferentes frecuencias, por ejemplo ω_1 y ω_2, entonces el desfasaje

$$\varphi = \omega_1 t + \varphi_1 - \omega_2 t - \varphi_2 = (\omega_1 - \omega_2)\, t + \varphi_1 - \varphi_2 \tag{5.5}$$

resulta pue depende del tiempo. Si las tensiones no son sinusoidales, entonces el desfasaje se determina entre sus primeros armónicos; pero frecuentemente tales tensiones se caracterizan por el intervalo de tiempo ΔT entre ellas, en los puntos de paso a través de cero desde los valores negativos a los positivos (fig. 5.1*c*). Los métodos y procedimientos de medida del desfasaje dependen de la gama de frecuencias y de la precisión exigida de la medida. Los métodos fundamentales son el oscilográfico y el de compensación, el de conversión del desfasaje en impulsos de corriente y el del cálculo discreto.

5.2. METODO OSCILOGRAFICO

Procedimiento de exploración lineal. Para medir el desfasaje por el procedimiento de exploración lineal es necesario obtener simultáneamente en la pantalla del osciló grafo el oscilograma de dos tensiones. Esto, como se sabe se realiza con ayuda del osciló grafo de doble haz o con el osciló grafo de un haz y el conmutador electrónico. En cualquier caso el generador de exploración interno debe estar conectado. Después de las regulaciones correspondientes aparece en la pantalla del osciló grafo el oscilograma de dos tensiones del

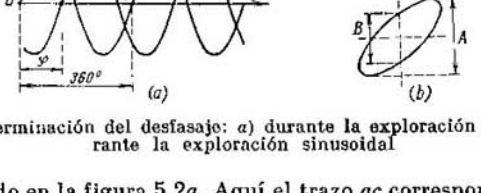


Fig. 5.2. Determinación del desfasaje: *a*) durante la exploración lineal; *b*) durante la exploración sinusoidal

tipo mostrado en la figura 5.2*a*. Aquí el trazo *ac* corresponde al período de la oscilación y el trazo *ab*, al desfasaje entre ellas. Midiendo la longitud de ambos trazos, puede determinarse el desfasaje en grados:

$$\varphi = \frac{a \cdot b}{a \cdot c} \cdot 360°. \qquad (5.6)$$

Procedimiento de exploración sinusoidal. Las tensiones sinusoidales a investigar se transmiten a las entradas de los amplificadores de desviación vertical y horizontal del osciló grafo. En este caso el generador de exploración interno debe estar desconectado. La amplificación por ambos canales, se establece tal, que las deflexiones del rayo por las horizontales y por las verticales sean idénticas. En la pantalla aparece el oscilograma en calidad de elipse (fig. 5.2b). El desfasaje se determina por la fórmula:

$$\text{sen } \varphi = B/A \qquad (5.7)$$

donde A es la deflexión total del rayo por cualquiera de los ejes en la pantalla del osciló grafo y B es la distancia entre los puntos de intersección de la elipse con las líneas verticales u horizontales que pasan por su centro.

El método oscilográfico de medida del desfasaje se emplea en la gama de frecuencias que corresponde a la banda pasante de los amplificadores de los osciló grafos. El error de medida por este método es bastante alto, hasta el 10%. Sus causas son el grosor final de la huella del rayo electrónico en la pantalla del osciló grafo y las dificultades de la lectura exacta de la longitud de los trazos por la

rejilla graduada. Si en los mismos amplificadores del oscilógrafo hay un desfasaje entre las tensiones de entrada y de salida, el error puede resultar aún mayor. Para determinar si los amplificadores introducen el desplazamiento en la frecuencia dada, una misma tensión se transmite simultáneamente a ambas entradas del oscilógrafo. Al no haber un desfasaje, en la pantalla del oscilógrafo aparece una línea recta, al estar presente el desfasaje, una elipse. Por las dimensiones de la última se determina el desfasaje que surge en los amplificadores del oscilógrafo.

Como ya se ha señalado, para los ángulos φ y $(360—\varphi)$, los oscilogramas tienen aspecto idéntico, lo que puede conducir a grandes errores: en 45° ó 315°, 135° ó 225°, etc. Para eliminar esta confusión se introduce una de las tensiones a investigar un desfasaje adicional de valor conocido, y según la variación del aspecto del oscilograma se determina fácilmente el desfasaje auténtico. Por ejemplo, para saber que desfasaje corresponde a la circunferencia 90° ó 270° se introduce un desfasaje de +90°. Si con este, en la pantalla del oscilógrafo aparece una recta que pasa a través del segundo y del cuarto cuadrante, es decir, el desfasaje fue igual a 90°, y si a través del primero y del tercero, a 270°.

5.3. METODO DE COMPENSACION

La esencia del método de compensación consiste en que en una de las dos tensiones a investigar, entre las cuales hay un desfasaje, introducen un desfasaje adicional desde el inversor de fase (desfasador giratorio) patrón con desplazamiento regulable y consiguen el desfasaje total igual a cero o a 180, el cual se fija con ayuda del oscilógrafo catódico de un haz (fig. 5.3).

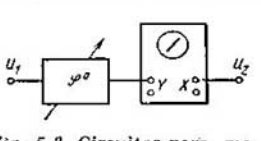


Fig. 5.3. Circuitos para medir el desfasaje con el método de compensación

Al medir por el método de compensación es indispensable tener un inversor de fase patrón con escala graduada e indicador de desfasaje, es decir, oscilógrafo de rayos catódicos de un haz. La medida se realiza del siguiente modo. La tensión u_1 se transmite a través del inversor de fase a una de las entradas del oscilógrafo, la tensión u_2, a la otra. Con el inversor de fase se introduce gradualmente un desfasaje adicional hasta la aparición de una línea recta en la pantalla del oscilógrafo. Si la última se inclina a la derecha de la vertical, el desfasaje es igual a $\varphi°$, si a la izquierda, es igual a $180°—\varphi°$; donde φ es la lectura en la escala del inversor de fase.

La precisión de la medida por el método de compensación es bastante alta; el error depende exclusivamente de la exactitud de la graduación de la escala del inversor de fase y alcanza 0,1°. La gama de frecuencias, en la cual se emplea este método se determina por las propiedades frecuenciales del inversor de fase y del oscilógrafo.

5.4. METODO DE CONVERSION DEL DESFASAJE EN IMPULSO DE CORRIENTE

La esencia de este método consiste en que el desfasaje entre las dos tensiones a investigar se convierte en impulsos rectangulares de corriente, la duración de los cuales es proporcional al desfasaje a medir. Este método permite crear instrumentos en los cuales el indicador de aguja se gradúa directamente en grados. Tales instrumentos se denominan fasímetros. Ellos, por clasificación pertenecen al subgrupo Ф, tipo 2 y se designan Ф2...

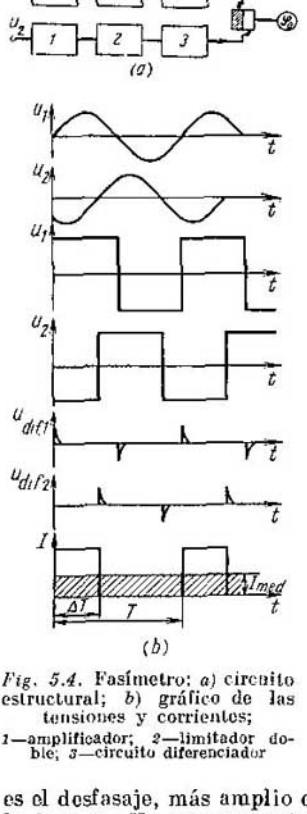


Fig. 5.4. Fasímetro: *a*) circuito estructural; *b*) gráfico de las tensiones y corrientes;
1—amplificador; *2*—limitador doble; *3*—circuito diferenciador

El instrumento incluye dos canales, en cada uno de los cuales se amplifican, se limitan y se diferencian las tensiones a investigar (fig. 5.4*a*). Como resultado, en la salida de los canales se forman impulsos de corta duración con flancos con pendiente. La posición temporal de los impulsos concuerda con el paso de las tensiones de entrada a investigar, a través de los valores cero (fig. 5.4*b*). Los impulsos positivos ingresan al circuito de lanzamiento, es decir, al circuito con dos estados estables de equilibrio. El impulso positivo del primer canal abre la mitad izquierda del circuito de lanzamiento, la derecha en este tiempo está cerrada, y el impulso positivo, la derecha (cierra la izquierda). De tal modo, en el circuito anódico de la mitad izquierda del circuito de lanzamiento se crea un impulso positivo, la duración ΔT del cual, es igual al intervalo entre los impulsos positivos que se forman en las salidas de la primera y de la segunda etapa, más el intervalo corresponde exactamente al desfasaje φ entre las tensiones a investigar. Mientras mayor es el desfasaje, más amplio es el impulso de la corriente anódica y a la inversa. En consecuencia, por la amplitud del impulso respecto al período de oscilación se puede determinar el desfasaje de las tensiones de entrada:

$$\varphi^\circ = (\Delta T/T)\, 360^\circ. \qquad (5.8)$$

En el circuito anódico de la mitad izquierda del circuito de lanzamiento se conecta un miliamperímetro magnetoeléctrico que indica el valor medio de la corriente I_{med} por período. Es evidente, que I_{med} es directamente proporcional a ΔT y por eso la escala del miliamperímetro se gradúa directamente en grados.

Tales fasímetros tienen escala uniforme desde 0 hasta 360°. Su gama de frecuencias de trabajo es de 20 Hz a 1 MHz; el error de medición en la mitad de la gama es de 0,01 $\varphi_{med} \pm 0{,}5°$ y en los extremos es de $0{,}01\varphi_{med} \pm 2{,}5°$.

5.5. METODO DE CALCULO DISCRETO

La medida de desfasaje por el método de cálculo discreto se basa en la fórmula (5.8), en la cual en lugar del intervalo ΔT y T se debe poner el número de impulsos que le corresponden.

El circuito estructural del frecuencímetro de cálculo electrónico (fig. 5.5) consta de dos dispositivos de formación F_1 y F_2;

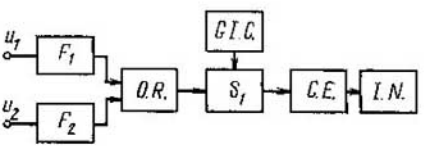


Fig. 5.5. Circuito estructural del fasímetro numérico

en las salidas de los cuales surgen impulsos de lanzamiento y de tensión en el momento de tránsito de las curvas de las tensiones a investigar a través del eje de las abscisas desde los valores negativos a los positivos. El intervalo entre estos impulsos es igual a ΔT. El órgano regulador O.R. abre al selector S, que deja pasar hacia el contador electrónico *C.E.* N impulsos, generados por el generador de impulsos de cómputo *G.I.C.* El número de impulsos se determina por la expresión

$$N = \Delta T / T_{comp} = \Delta T f_{comp}, \qquad (5.9)$$

donde T_{comp} es el período conocido y f_{comp} es la frecuencia de repetición de los impulsos conocida, obtenidos desde el generador *G.I.C.*

De la fórmula (5.8) se deduce que,

$$\Delta T = \varphi° T/360. \qquad (5.10)$$

Sustituyendo este valor en la fórmula (5.9) encontramos el desfasaje

$$\varphi° = N360 \cdot f/f_{comp}. \qquad (5.11)$$

De esta expresión se deduce que para medir el desfasaje entre dos tensiones es indispensable conocer sus frecuencias f; y para disminuir el error de medida (para aumentar el número de impulsos N)

es necesario observar la condición $f_{comp} \gg f$. Estas exigencias limitan el empleo de los fasímetros de cómputo electrónico, realizados por el circuito estructural de la fig. 5.6.

Existe un procedimiento de medida del desfasaje con el método de cálculo discreto en el cual no se exige conocer la frecuencia de las tensiones a investigar. En este caso, se mide el *valor medio del desfasaje* de varios períodos de las tensiones a investigar.

En la fig. 5.6*a* se muestra el circuito estructural del fasímetro numérico de valores medios y en la fig. 5.6*b* los gráficos de las ten-

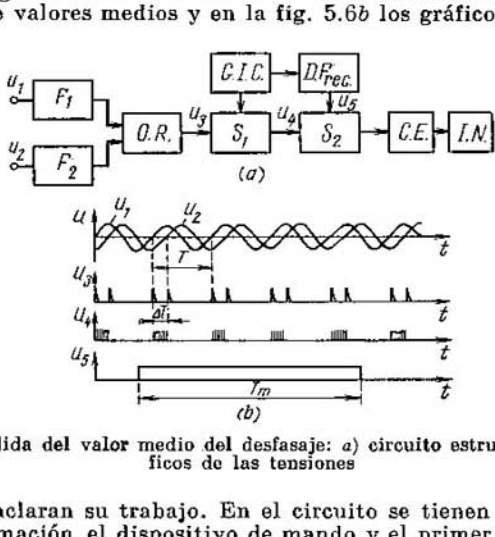


Fig. 5.6. Medida del valor medio del desfasaje: *a*) circuito estructural; *b*) gráficos de las tensiones

siones que aclaran su trabajo. En el circuito se tienen dos dispositivos de formación, el dispositivo de mando y el primer selector que trabajan igual que el fasímetro estudiado anteriormente. Para que el número de impulsos se compute no en el transcurso del intervalo de tiempo ΔT, sino en el transcurso de varios períodos de la tensión a investigar, en el circuito se prevé un segundo selector que se abre con el impulso T_{int}. La duración del impulso T_{int} determina el tiempo de integración. El divisor de frecuencia D.F., conectado después del generador de impulsos de cómputo elabora el impulso T_{int}. De este modo, la duración del impulso T_{int} es proporcional al período de los impulsos de cómputo, es decir, $T_{int} = kT_{comp}$, donde k es el coeficiente de división D.F.

En el transcurso del tiempo de integración pasan en el contador electrónico varios grupos de impulsos; el número de grupos se determina con la relación del tiempo de integración por el período de las tensiones a investigar T_{int}/T, y el número de impulsos por grupo, con la relación del intervalo ΔT por el período de repetición de los impulsos de cómputo T_{comp}. El número total de impulsos que pasan

al contador electrónico y después al indicador numérico *I.N.*, es igual

$$N = T_{int}/T \cdot \Delta T/T_{comp}. \qquad (5.12)$$

Sustituyendo $T_{int} = kT_{comp}$ y ΔT de la fórmula (5.10) en la fórmula (5.12) obtenemos

$$N = \frac{kT_{comp}}{T} \cdot \frac{\varphi^\circ T}{T_{comp}360} = \frac{k}{360}\,\varphi^\circ,$$

de donde

$$\varphi^\circ = (360/k)\,N = aN.$$

5.6. MEDIDA DEL DESFASAJE CON LA CONVERSION DE LA FRECUENCIA

Con el método estudiado anteriormente puede medirse el desfasaje entre las tensiones en las frecuencias hasta 1 MHz. En la práctica se exige realizar medidas en las frecuencias hasta 100 MHz y superiores. Tales medidas se pueden realizar con cualquiera de los métodos conocidos, transformando previamente la frecuencia de las oscilaciones a investigar en una más baja.

La conversión se realiza por el mismo procedimiento que en los receptores superheterodinos. Las dos tensiones a investigar, el desfasaje entre las cuales es necesario medir se transmiten a través del dispositivo de entrada a los dos mezcladores (fig. 5.7) Al último se le transmite la tensión del heterodino en igual fase. En las salidas del mezclador se forman oscilaciones de frecuencias diferenciales, el desfasaje entre las cuales queda igual al desfasaje entre las tensiones de entrada. Después de la correspondiente amplificación, estas oscilaciones ingresan al fasímetro que trabaja en una frecuencia apta para la medición.

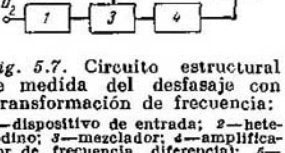


Fig. 5.7. Circuito estructural de medida del desfasaje con transformación de frecuencia:
1—dispositivo de entrada; *2*—heterodino; *3*—mezclador; *4*—amplificador de frecuencia diferencial; *5*—fasímetro de baja frecuencia

La gama de frecuencias en la cual se emplea este procedimiento de medida del desfasaje puede ser muy ancha. Ella se determina con el dispositivo y el mezclador de banda ancha de entrada y con la gama de sintonización del heterodino. Para ensanchar aún más la gama de frecuencias se emplea transformación doble e incluso triple de frecuencias. El error de medida depende fundamentalmente de la calidad del frecuencímetro de baja frecuencia.

5.7. INVERSORES DE FASE

El inversor de fase se emplea para variar la fase irregularmente y gradualmente. En todos los casos la variación del desfasaje se determina por la escala del inversor de fase, graduado en grados o en

radianes. La construcción de los inversores de fase depende de la gama de frecuencias, para las cuales han sido designados, de la variación de fase exigida y de la exactitud de su ajuste.

Examinemos algunos simples circuitos de inversores de fase. *El inversor de fase de circuito RC de baja frecuencia* (fig. 5.8*a*). En éste los valores nominales de las resistencias R_1 y R_2 son exactamente iguales uno a otro, por eso la tensión en ellas coincide en amplitud

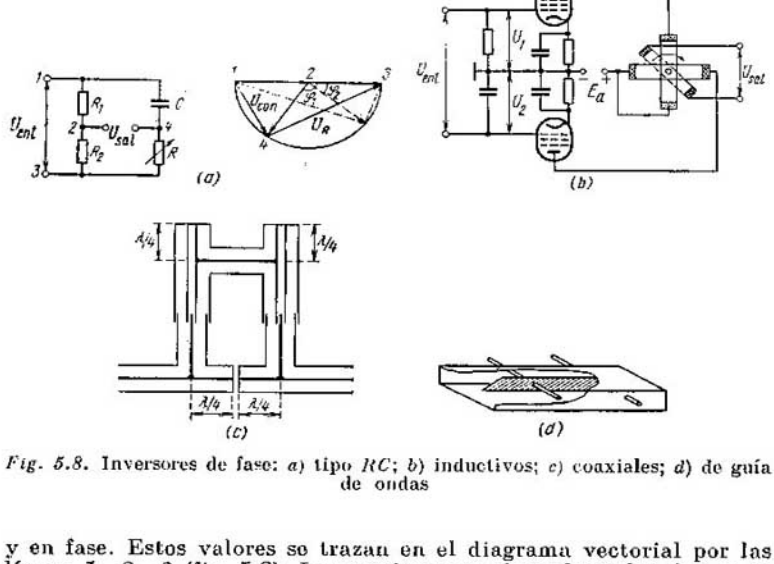


Fig. 5.8. Inversores de fase: *a*) tipo *RC*; *b*) inductivos; *c*) coaxiales; *d*) de guía de ondas

y en fase. Estos valores se trazan en el diagrama vectorial por las líneas *1—2—3* (fig. 5.8). Las tensiones en el condensador *C* y en la resistencia *R* están desplazadas una con respecto a la otra en un ángulo de 90°. La suma de estas tensiones no puede ser mayor que las tensiones de entrada y por eso ellas se representan con los vectores *1—4* y *4—3*, los finales de los cuales se apoyan en los puntos *1* y *3*. La tención de salida se toma de los puntos *2—4*; su valor es constante e igual a la mitad de valor de la tensión de entrada y el ángulo de desfasaje entre las tensiones de entrada y de salida varía desde 0 hasta 180° cambiando el valor nominal de la resistencia *R* desde 0 hasta ∞. La resistencia de carga, conectada entre los puntos *2—4*, debe ser lo mayor posible. Esto se consigue fácilmente si la tensión de salida se transmite a la entrada del amplificador de cátodo serboasistido.

Los inversores de fase tipo *RC* trabajan en la gama de frecuencias vocales. La graduación de la escala de tal inversor de fase es real sólo para una frecuencia. La exactitud del ajuste de la fase es del orden de unidades por ciento.

El inversor de fase inductivo es un dispositivo que consta de dos bobinas de inducción idénticas e inmóviles, mutuamente perpendiculares, en el interior de las cuales se instala simetricamente a ellas la bobina móvil (fig. 5.8*b*). Las bobinas inmóviles se alimentan con las tensiones desfasadas en 90° debido a lo cual se forma un campo magnético giratorio a su alrededor. El último induce en la bobina móvil una fem, cuya fase respecto a la tención de entrada es función del ángulo de giro respecto a las bobinas inmóviles.

La tensión de salida del inversor de fase inductivo es de valor constante y su fase puede variar en los límites de 360°. En in ersor de fase inductivo se emplea en gamas de frecuencia desde centécimas de kHz hasta decenas de MHz, pero cada inversor de fase trabaja en una angosta subgama de frecuencias. La exactitud del ajuste de fase con un buen vernier sin juego en el mecanismo de rotación de la bobina móvil alcanza 0,1°.

Inversor de fase escalonado. En calidad de *inversores de fase escalonados* se emplean trazos de cable coaxial y líneas artificiales largas, semejantes a líneas de retardo, que funcionan en el régimen en onda progresiva (fig. 3.12).

El desfasaje de la tensión de salida o de la carga adaptada concuerda con la fórmula (5.4) y se expresa como

$$\varphi = n\omega\sqrt{LC}, \qquad (5.13)$$

donde L y C son la inductancia y la capacidad de una escala de la línea; n es el número de escalas y ω es la frecuencia angular de las oscilaciones que se propagan por la línea.

La graduación de la línea es real sólo para una frecuencia, pero puede emplearse en cualquier otra, ya que el desplazamiento de fase y la frecuencia son directamente proporcionales uno al otro. La gama de frecuencias en la cual es racionalmente emplear líneas artificiales, se limita por varios MHz. Tales inversores de fase en bajas frecuencias introducen desfasajes muy pequeños, en altas, aparecen errores a causa de la capacidad propia de las bobinas de inductancia. La tensión de salida varía un poco al cambiar el número de escalas en la línea, ya que la línea real introduce pérdidas.

En la gama de frecuencias superelevadas se emplean inversores de fase de construcción coaxial o de guía de ondas. En la fig. 5.8*c*, se muestra un alargador de línea coaxial con contactos corredizos, la variación de la longitud de tal «trombón» provoca un cambio de fase de las oscilaciones de frecuencia superelevadas de salida. La fig. 5.8*d* muestra el inversor de fase de guía de ondas con placa dieléctrica móvil, cuyo desplazamiento hacia el centro del guía de ondas aumenta el desfasaje. Para disminuir la reflexión, los terminales de la placa se sesgan.

6
Medida de los parámetros de los elementos del circuito

6.1. NOCIONES GENERALES

Los elementos fundamentales de los circuitos con parámetro, localizados son las resistencias, los condensadores y las bobinas de inductancia. Para el empleo correcto de estos elementos sus parámetros deben tener valores determinados. En consecuencias es indispensable saber medir la resistensia óhmica, la inductancia y la capacidad. Además, frecuentemente es necesario conocer la reactancia y la impedancia de algún sector del circuito, el factor de calidad del circuito oscilante o su atenuación, la inducción mutua y el coeficiente de acoplamiento entre las bobinas. Para medir las magnitudes enumeradas se emplean los métodos de voltímetro y amperímetro, el de puente y el de resonancia.

Para realizar el método de voltímetro y amperímetro, se emplean instrumentos correspondientes: para la tensión de corriente alterna de frecuencia industrial, electromagnéticos y electrodinámicos; para la frecuencia vocal y alta, voltímetros electrónicos y amperímetros térmicos. En todos los casos, es necesario elegir los instrumentos de clase y precisión más alta, ya que fundamentalmente de sus errores depende el error de medida.

El método de puente prevé el empleo de puentes de corriente alterna, el de resonancia, el de instrumentos de medidas de radio elaborados para este fin que por clasificación pertenecen al subgrupo E.

6.2. METODO DE VOLTIMETRO Y AMPERIMETRO

Medida de la capacidad, inductancia e inductancia mutua.

En la fig. 6.1*a* se muestra el circuito para medir la impedancia por el método de voltímetro y amperímetro. El circuito en serie compuesto del reóstato, del amperímetro de sistema termoeléctrico y de la resistencia a medir Z, se alimenta por la tensión alterna. El voltímetro electrónico se une en paralelo a la resistencia Z. Esta-

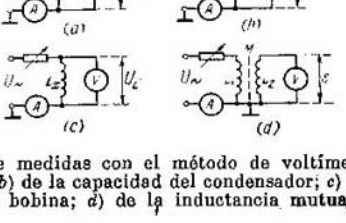


Fig. 6.1. Circuito de medidas con el método de voltímetro y amperímetro: *a*) de la impedancia; *b*) de la capacidad del condensador; *c*) de la inductancia de la bobina; *d*) de la inductancia mutua

bleciendo con el reóstato indicaciones del amperímetro y del voltímetro U_z cómodas para la observación se puede determinar por la ley de ohmio Z:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = U_z/I$$

Respecto al ángulo de desfasaje $\operatorname{tg}\varphi = X/R$ no se puede decir nada, ya que separadamente la resistencia óhmica y la reactancia quedan incógnitas. De aquí se deduce que con el método de voltímetro y amperímetro es mejor medir tales resistencias en las cuales se manifiesta claramente uno cualquiera de los componentes R o X.

En la fig. 6.1*b* se muestra el circuito para medir la capacitancia del condensador C_x: $X_{con} = \frac{1}{\omega C_x} = U_{con}/I$, de donde se determina fácilmente la capacidad del condensador: $C_x = I/\omega U_{con}$, donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular de la tensión de alimentación.

Si en lugar del condensador se conecta una bobina de inductancia (fig. 6.1*c*) entonces por el mismo procedimiento se puede medir la inductancia, $X_L = \omega L_x = U_L/I$, de donde la inductancia $L_x = U_L/\omega I$.

Análogamente se mide la inductancia mutua entre dos bobinas (fig. 6.1d). La corriente I, a medir con el amperímetro, circulando por la bobina L_1, induce en la bobina L_2 una fem $\mathcal{E} = I\omega M$, la cual se mide con el voltímetro electrónico. La resistencia de acoplamiento $\omega M = \mathcal{E}/I$, donde la inductancia mutua $M = \mathcal{E}/\omega I$. La

medida se realiza en frecuencia de explotación, por eso ésta exige gran meticulosidad y atención. En particular, es necesario eliminar los posibles acoplamientos capacitivos; establecer la frecuencia de explotación, como mínimo, 4 ó 5 veces menor que la de resonancia propia de las bobinas; poner a tierra los terminales de estas últimas y realizar el montaje con conductores cortos.

El error de medida por el método de voltímetro y amperímetro depende de los errores de los mismos instrumentos empleados, y de su influencia sobre el funcionamiento del circuito. Generalmente es del 5 al 10 por ciento y crece al incrementar la frecuencia de la tensión de alimentación. El error a cuenta de la acción del voltímetro será tanto menor, cuanto mayor sea su resistencia de entrada respecto a la que se mide. Este método lo emplean en la frecuencia de 50 Hz o en frecuencias vocales. Los límites de medida de los parámetros se determinan con los límites de las tensiones y corrientes a medir, es decir, con los instrumentos existentes y con la frecuencia de la tensión de alimentación.

Medida de pequeñas capacidades

Para medir pequeñas capacidades es cómodo emplear el método de voltímetro y amperímetro modificado, es decir, el método de dos voltímetros (fig. 6.2*a*). Con el primer voltímetro se mide la tensión U_1 que alimenta el circuito de medición, y con el segundo, la caída

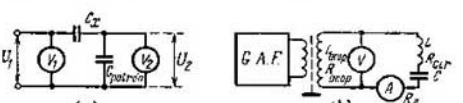


Fig. 6.2. Circuitos de medidas: *a*) de pequeñas frecuencias con dos voltímetros; *b*) de la resistencia óhmica del circuito oscilante

de tensión U_2 en el condensador patrón C_{pat}. Esta tensión se expresa como:

$$U_2 = I\frac{1}{\omega C_{pat}} = \frac{U_1}{1/\omega C_x + 1/\omega C_{pat}} \cdot \frac{1}{\omega C_{pat}} = \frac{U_1}{C_{pat}/C_x + 1},$$

de donde $C_x = C_{pat}U_2/(U_1 - U_2)$. Si $C_{pat} \gg C_x$ (aproximadamente en 100 veces), entonces en valor de U_2 en el denominador de esta fórmula se puede despreciar. Entonces $C_x \approx C_{pat}U_2/U_1$.

Los límites de medida de las capacidades son desde partes de pico faradios hasta decenas de pF. Las medidas pueden realizarse en cualquier frecuencia de la gama de los voltímetros que se emplean, pero es mejor efectuarlo en la frecuencia más baja. El error de medida se determina por la exactitud de la medida de la tensión y por la meticulosidad de la realización del montaje. Generalmente ella es igual a 5 ó 10 por ciento.

Medida de la resistencia óhmica de un circuito oscilante en serie

Se denomina resistencia óhmica de un circuito oscilante R_{cir} a la resistencia de su pérdida en el momento de resonancia. Ella se compone de la resistencia óhmica de los conductores de la bobina de inductancia (con el recuento del efecto de superficie), la pérdida en el dieléctrico del condensador y la pérdida producida por la dispersión del campo electromagnético o en su radiación en el espacio. Por eso, la resistencia óhmica del circuito se mide en su frecuencia de resonancia (fig. 6.2*b*).

El circuito a investigar *LC* se une débilmente con el generador de alta frecuencia a través de la bobina de acoplamiento L_{acop} y se sintoniza en resonancia según el valor mínimo de la indicación del voltímetro y del amperímetro. Su resistencia $R_{cir} = U/I$. Para mayor exactitud del resultado de medida, hay que tener en cuenta la resistencia del amperímetro R_{amp}. Entonces finalmente, $R_{cir} = U/I - R_{amp}$. Tales medidas limitan por las frecuencias en algunos cientos de kilohertzios, ya que con frecuencias más altas, crece bruscamente el error a causa de los acoplamientos capacitivos adicionales del generador con el circuito. Este método se emplea, fundamentalmente, para medir las resistencias de entrada de antenas de transmisión de ondas largas e intermedias.

Medida de la inductancia de las bobinas con núcleos ferromagnéticos

La inductancia de las bobinas con núcleo (de acero, de permeleación, de ferrito) debe hallarse en los regímenes de trabajo, es decir, al haber una tensión alterna de frecuencia y amplitud correspondiente y de una corriente continua que matiza el núcleo; como ejemplo de tales bobinas pueden servir las bobinas de choque en los filtros de los rectificadores, el devanado primario de los convertidores en los amplificadores de baja frecuencia, etc.

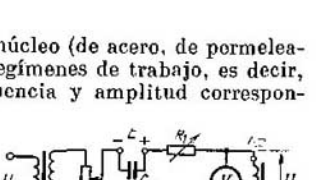


Fig. 6.3. Circuito de medida de la inductancia de la bobina con núcleo ferromagnético

El circuito mostrado en la fig.6.3, permite imitar las condiciones de trabajo de la bobina con núcleo en frecuencias bajas y vocales y realizar las medidas correspondientes. La metódica de estas medidas consiste en lo siguiente.

Se conecta la fuente de tensión constante E, y con el miliamperímetro, con ayuda del reóstato R_1, se establece la corriente indispensable de magnetización. Después se conecta la fuente de tensión alterna u, y con el potenciómetro R_2 se establece su valor exigido, que se

controla con el voltímetro V_1 unido al borne de la bobina L_x. Con ayuda del voltímetro V_2 conectado a los bornes de la resistencia patrón R_{pat}, se determina la corriente alterna que circula a través de la bobina: $I = U_{pat}/R_{pat}$. Ahora es fácil determinar la inductancia $L_x = U_L/\omega I$.

La capacidad del condensador C_{bloq}, que pone en derivación (shunta) al miliamperímetro de corriente continua, se halla la condición para que su resistencia en la frecuencia de trabajo más baja sea como mínimo, diez veces menor que la resistencia del miliamperímetro.

El error de medida con este método alcanza un 10 ó 15% y más.

6.3. METODO DE PUENTE

El circuito para medir la inductancia o la capacidad con el método de puente, representa en sí un puente de corriente continua, que se compone de cuatro brazos (fig. 6.4*a*), las resistencias de los cuales en general son complejas.

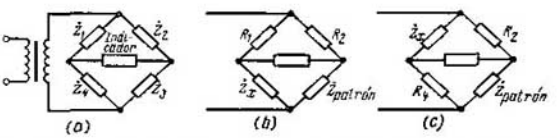


Fig. 6.4. Puente de corriente alterna: *a*) circuito principal; *b*) puente de relación de brazos; *c*) puente de producto de brazos

La condición de equilibrio del puente es la igualdad de los productos de las resistencias de los brazos opuestos:

$$\dot{Z}_1\dot{Z}_3 = \dot{Z}_2\dot{Z}_4 \qquad (6.1)$$

donde $\dot{Z} = R + iX$.

Para la comodidad de la exposición presentamos la impedancia compleja en forma de índice: $Z = Ze^{i\varphi}$, donde $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ módulo del número complejo; $\varphi = \text{arctg}\ (X/R)$ su argumento. Entonces la igualdad (6.1) adquiere el siguiente aspecto:

$$Z_1e^{i\varphi_1}Z_3e^{i\varphi_3} = Z_2e^{i\varphi_2}Z_4e^{i\varphi_4}.$$

Esta ecuación se separa en dos igualdades, que deben cumplirse simultáneamente:

$$Z_1Z_3 = Z_2Z_4, \qquad (6.2a)$$

$$\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4. \qquad (6.2b)$$

En consecuencia, para equilibrar el puente de corriente alterna, es necesario obtener la igualdad del producto de los módulos y la suma de los argumentos y de las resistencias de los brazos opuestos.

Si se conoce la resistencia de tres brazos, entonces de la igualdad (6.1), se encuentra fácilmente la resistencia del cuarto. En la mayoría de los puentes de mediciones de corriente alterna, dos de los brazos representan en sí resistencias patrón, y las restantes, impedancias complejas, al mismo tiempo, una de ellas es patrón. Según el lugar de la disposición de las impedancias complejas incógnitas $\dot{Z}_x$ y patrón $\dot{Z}_{pat}$, los puentes se dividen en dos grupos. Si las resistencias incógnitas y patrón se ubican en brazos contiguos (fig. 6.4*b*), entonces la resistencia incógnita

$$\dot{Z}_x = \dot{Z}_{par} R_1 / R_2 \qquad (6.3)$$

por eso tal puente se denomina puente de *relación de brazos*. Más si las resistencias incógnitas y patrón se instalan en brazos opuestos (fig. 6.4*c*), el puente se denomina de producto de brazos, ya que la resistencia incógnita

$$\dot{Z}_x = R_2 R_4 / \dot{Z}_{pat}, \qquad (6.4)$$

es decir, se determina mediante el producto de las resistencias óhmicas de los brazos y la impedancia compleja patrón.

De la expresión (6.2) y (6.3) es evidente que en los puentes de relación de brazos las resistencias incógnitas y patrón deben tener el signo idéntico del argumento, es decir, representar inductancias o capacidades, y en los puentes de producto de brazos, al contrario, es decir, en un brazo debe haber inductancia, en el otro, capacidad y viceversa.

La alimentación de los puentes se realiza con tensión de frecuencia desde 50 Hz y mayor. Las frecuencias de 50 y de 100 Hz se obtienen desde la red de la corriente alterna, y las de 400, 800, o 1000 Hz, desde el generador que entra en la complexión del puente, en varias frecuencias fijas. A veces, los puentes se alimentan con las frecuencias correspondientes desde generadores separados. El requisito fundamental a la fuente de alimentación es la inexistencia de la tensión de armónicos superiores. En caso contrario, es imposible estabilizar el puente, ya que las impedancias complejas que satisfacen la condición de equilibrio en la frecuencia fundamental, no la satisfacerán en los armónicos superiores.

Para definir el momento de equilibrio del puente se emplea el indicador. En el caso más simple, cuando en calidad de indicador se usa un teléfono, el momento de equilibrio se determina por la desaparición de sonido en él, aunque con el ruido, se hace complicado. El amplificador selectivo y el voltímetro electrónico son los mejores indicadores. El momento de equilibrio se determina por la indicación cero de la aguja del voltímetro. Tal indicador es mucho más sensible y más cómodo que el teléfono. Aún más cómodo es el indicador oscilográfico realizado en un pequeño tubo de rayos catódicos. Como tensión de exploración se emplea la tensión alterna de alimentación del puente, y a las placas de desviación vertical se

transmite la tensión de indicación. Mientras el puente no está en equilibrio, en la pantalla del tubo se ve una elipse inmóvil, a medida que se aproxima al equilibrio, ella se reduce y en el momento del equilibrio en la pantalla queda la línea horizontal de exploración.

Para aumentar la sensibilidad del indicador en el canal Y se preve el amplificador correspondiente.

Para eliminar la influencia de los armónicos de la tensión de alimentación y de las perturbaciones extrañas, en el indicador del puente se emplea un amplificador selectivo.

Los denominados *puentes universales*, obtuvieron la más amplia difusión, en ellos mediante la conmutación pueden crearse los

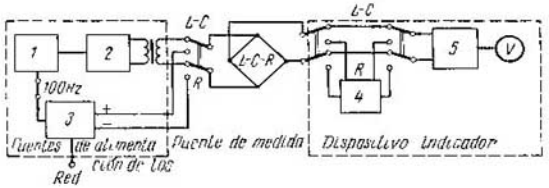


Fig. 6.5. Circuito simplificado del puente E12-2A:
1—generador de baja frecuencia de 1 000 Hz; *2*—amplificador; *3*—rectificador; *4*—vibrotransformador; *5*—amplificador-selector

siguientes circuitos: puente de corriente continua para medir la resistencia; puente de corriente alterna para medir la capacidad, puente de corriente alterna para medir la inductancia. A tal puente pertenece el puente universal E12-2 (fig. 6.5). En calidad de impedancia compleja patrón se emplea en él un condensador fijo con resistencias conectadas en serie o en paralelo, el valor nominal de las cuales se puede regular.

El puente para *medir la capacidad* (fig. 6.6*a*) es un puente de relación de brazos. La condición de equilibrio de este puente en forma

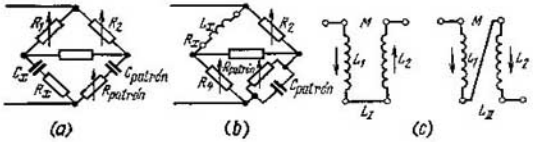


Fig. 6.6. Medida de los parámetros con el método del puente: *a*) de la capacidad; *b*) de la inductancia; *c*) de la inductancia mutua

compleja, de acuerdo con la expresión (6.1), se puede escribir como $R_1\dot{Z}_{\text{pat}} = R_2\dot{Z}_x$, 6, poniendo los valores de $\dot{Z}$

$$R_1(R_{\text{pat}} + 1/i\omega C_{\text{pat}}) = R_2(R_x + 1/i\omega C_x),$$

donde R_x—es la resistencia equivalente de pérdidas en el dieléctrico del condensador a medir; R_{pat}—es la resistencia en el brazo del condensador patrón, necesaria para obtener la igualdad de las resistencias de pérdidas $R_x = R_{pat}$, es decir, para equilibrar la fase del puente. Abriendo el paréntesis obtenemos $R_1 R_{pat} + R_1/i\omega C_{pat} = R_2 R_x + R_2/i\omega C_x$. De acuerdo con las reglas de operaciones con las cantidades complejas, igualamos separadamente los sumandos reales e imaginarios:

$$R_1 R_{pat} = R_2 R_x; \tag{6.5a}$$

$$R_1/i\omega C_{pat} = R_2/i\omega C_x. \tag{6.5b}$$

La capacidad incógnita se determina de la expresión (6.5b)

$$C_x = C_{pat} R_2/R_1, \tag{6.6}$$

y la resistencia de pérdidas en el dieléctrico del condensador C_x, de la expresión

$$R_x = R_{pat} R_1/R_2. \tag{6.7}$$

La metodología de medir la capacidad es la siguiente. Al variar la relación R_2/R_1 se encuentra el valor mínimo de la lectura del indicador. Después, regulando el valor nominal de la resistencia R_{pat}, este mínimo se intensifica. La regulación se repite varias veces hasta obtener la lectura cero en el indicador la que indica el equilibrio total del puente. Los valores incógnitos de C_x y R_x se calculan mediante las fórmulas (6.6) y (6.7).

El ángulo de pérdidas en el condensador a medir (en radianes) se halla por la expresión:

$$\operatorname{tg} \delta_x = R_x/X = R_x \omega C_x. \tag{6.8}$$

Generalmente las pérdidas en los condensadores son pequeñas, por eso $\operatorname{tg} \delta_x \approx \delta_x$. Sustituyendo en la fórmula (6.8) los valores de C_x y R_x de la (6.6) y (6.7), obtenemos la expresión para determinar δ_x a través de cantidades conocidas:

$$\delta_x = R_{pat} \omega C_{pat} = \delta_{pat}$$

Este resultado se podría haber escrito inmediatamente, ya que la condición de equilibrio del puente por fase $\varphi_1 + \varphi_{pat} = \varphi_2 + \varphi_x$, durante $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ se transforma en la expresión $\varphi_{pat} = \varphi_x$. En el caso dado $\varphi = -\pi/2 + \delta$, de donde $-\pi/2 + \delta_{pat} = -\pi/2 + \delta_x$ o $\delta_{pat} = \delta_x$.

El *puente para medir la inductancia* (fig. 6.6*b*) es un puente de producto de brazos. La condición de equilibrio de este puente de acuerdo con la igualdad (6.1), puede escribirse como $\dot{Z}_x \dot{Z}_{pat} = R_2 R_4$ o sustituyendo los valores $\dot{Z}_x = R_x + i\omega L_x$ y $\dot{Z}_{pat} = R_{pat}/(1 +$

$+ i\omega C_{pat} R_{pat})$, donde R_x es la resistencia de pérdidas en la bobina a medir L_x, en forma de

$$(R_x + i\omega L_x) R_{pat}/(1 + i\omega C_{pat} R_{pat}) = R_2 R_4.$$

Abriendo el paréntesis obtenemos:

$$R_x R_{pat} + i\omega L_x R_{pat} = R_2 R_4 + i\omega C_{pat} R_{pat} R_2 R_4,$$

de donde

$$R_x R_{pat} = R_2 R_4; \qquad (6.10a)$$

$$i\omega L_x R_{pat} = i\omega C_{pat} R_{pat} R_2 R_4. \qquad (6.10b)$$

De la expresión (6.10b) se determina la inductancia desconocida $L_x = R_2 R_4 C_{pat}$, y de la (6.10a) la resistencia de pérdida $R_x = R_2 R_4 / R_{pat}$.

El factor de calidad

$$Q = \omega L_x / R_x = \omega C_{pat} R_2 R_4 R_{pat} / R_2 R_4 = R_{pat} \omega C_{pat}. \qquad (6.11)$$

La expresión (6.11) coincide por escritura con la expresión (6.9) pero sus valores son totalmente diferentes, ya que la resistencia R_{pat} en el circuito (6.6*b*) es un poco mayor que la resistencia correspondiente en el circuito de la fig. 6.6*a*.

Con el método de puente se puede determinar la inductancia mutua entre dos bobinas, es decir, entre L_1 y L_2. Para esto se usa el procedimiento de medida doble de las bobinas con devanados en diferentes direcciones, conectadas en serie (fig. 6.6*c*). La suma de las inductancias L durante la primera medida $L_I = L_1 + L_2 + 2M$, durante la segunda, $L_{II} = L_1 + L_2 - 2M$. Restando L_{II} de L_I puede determinarse la inductancia mutua: $M = (L_I - L_{II})/4$. El error de la medida semejante es considerable y crece al disminuir el acoplamiento entre las bobinas.

Con ayuda del puente universal E12-2A pueden medirse la capacidad desde 10 pF hasta 1000 μF; inductancias desde 10 μH hasta 1000 H. Durante la medida de las inductancias y de la capacidad, el puente se alimenta con la tensión alterna de 100 ó 1000 Hz de frecuencia y durante la medida de la resistencia con corriente continua. Como resistencia patrón se emplea una resistencia de 1000 Ω, el elemento reactivo patrón es un condensador fijo de 10^4 pF.

El error de medida es:

$0{,}01R + 0{,}02$ Ω (hasta 1 $M\Omega$), $0{,}03R$ (más de 1 MΩ);

$0{,}01C + 2$ pF (hasta 10 pF), $0{,}03C$ (hasta 100 μF).

$0{,}01L + 2$ μH (hasta 10 H), $0{,}03L$ (hasta 100 H);

de 100 a 1000 μF y de 100 a 1000 H no se garantiza el error.

Las causas de los errores de los puentes de medida consisten en la inexactitud de la resistencia de los brazos, la inexactitud del equilibrio, en la inestabilidad de las fuentes de alimentación y la presencia de acoplamientos parásitos entre los brazos del puente. El último es especialmente peligroso en los denominados puentes de altas frecuencias que se alimentan con corriente de alta frecuen-

cia. Para disminuir las capacidades de los acoplamientos parásitos de los brazos, el generadór y el indicador se blindan meticulosamente. Sin embargo, a pesar de las medidas de precaución el error de los puentes de altas frecuencias es considerable, por eso estos no obtuvieron una gran difusión.

Los puentes de bajas frecuencias, a los cuales pertenece el E12-2A, se emplean más frecuentemente ya que tienen amplios límites y exactitud de medida bastante alta y son comparativamente simples y seguros en la explotación.

6.4. METODO DE RESONANCIA

Nociones generales

El método de resonancia de medir los parámetros se emplea en altas frecuencias. Su principio consiste en la determinación de la frecuencia de resonancia del circuito oscilante, compuesto del elemento incógnito y del patrón. El parámetro del elemento incógnito se calcula por la frecuencia y por el parámetro del elemento patrón mediante la fórmula

$$f = 1/2\pi\sqrt{LC}, \tag{6.12}$$

donde f se expresa en hertzios; L, en henrios y C en faradios.

El dispositivo de medida consta de un generador de alta frecuencia, de un circuito oscilante de medida y de un indicador de resonancia (fig. 6.7.) Las medidas de resonancia se realizan en alta frecuencia, por eso ejercen gran influencia sobre ellos los parámetros parásitos, los cuales deben reducirse al mínimo, o tenerse en cuenta al calcular los resultados de las medidas. A los parámetros parásitos pertenecen: las resistencias del generador y del indicador, introducidos al circuito; la capacidad de montaje del circuito; las pérdidas en los elementos patrones y en la capacidad propia de la bobina de inductancia (tanto la que se mide, como la patrón).

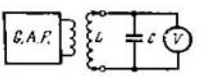


Fig. 6.7. Circuito de medida de los parámetros por el método de resonancia

Las resistencias introducidas por los generadores y el indicador son menores, mientras más débiles son sus acoplamientos con el circuito de medición. Como indicador es cómodo emplear voltímetros electrónicos con gran resistencia de entrada. Su capacidad de entrada es conocida y se registra fácilmente. El montaje del circuito de medida se hace de la manera más meticulosa, en lo posible sin conductores de conexión, por eso la influencia de sus parámetros parásitos se puede despreciar. Las pérdidas en los condensadores

patrón son tan pequeñas generalmente que se les puede menospreciar; el valor de pérdidas en las bobinas patrón se da en las características técnicas.

La capacidad propia de la bobina de inductancia es un parámetro parásito muy importante. Estudiemos este parámetro con más detalle.

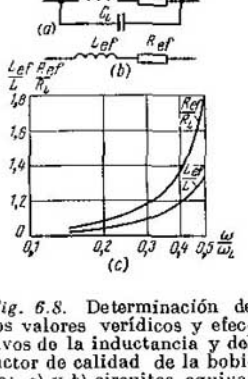


Fig. 6.8. Determinación de los valores verídicos y efectivos de la inductancia y del factor de calidad de la bobina: *a*) y *b*) circuitos equivalentes; *c*) gráfico de la dependencia de L y R respecto a la relación de las frecuencias

En la fig. 6.8*a* se muestra el circuito equivalente de la bobina de inductancia. Aquí L es la inductancia verídica, R_L — es la resistencia verídica de pérdidas en la bobina y C_L es la capacidad distribuida entre espiras, que se muestra concentrada y unida a los terminales el la bobina. En la práctica de las medidas radioeléctricas se emplea el circuito equivalente de la bobina de inductancia, mostrado en la fig. 6.8*c*, donde L_{ef} es el valor eficaz de la inductancia y R_{ef} es el valor eficaz de la resistencia de pérdida. Encontramos la unión entre los parámetros eficaces y verídicos L y R.

Como los circuitos de la fig. 6.8*a* y *b* se refieren a una misma bobina, entonces sus impedancias o sus conductancias son iguales una a otra. Igualamos las conductancias de forma compleja:

$$1/(R_L + i\omega L) + i\omega C_L = 1/(R_{ef} + i\omega L_{ef}), \tag{6.13}$$

donde ω es la frecuencia de resonancia angular del circuito en el cual se realiza la medida. Esta frecuencia se determina por el valor eficaz de la inductancia L_{ef} y por la capacidad del circuito de medición C (fig. 6.7):

$$\omega = 1/\sqrt{L_{ef}C}. \tag{6.14}$$

Liberémonos de los imaginarios en los denominadores de la expresión (6.13). Multiplicando y dividiendo las fracciones por los números conjugados encontramos:

$$(R_L - i\omega L)/(R_L^2 + \omega^2 L^2) + i\omega C_L = (R_{ef} - i\omega L_{ef})/(R_{ef}^2 + \omega^2 L_{ef}^2).$$

Al igualar las partes imaginarias y reales de esta igualdad y despreciando el cuadrado de la resistencia óhmica del denominador en comparación con el cuadrado de las inductancias, obtenemos de la igualdad de las partes imaginarias, después de la simplificación $i\omega$

$$L/\omega^2 L^2 - C_L = L_{ef}/\omega^2 L_{ef}^2, \tag{6.15}$$

y de la igualdad de las partes reales:

$$R_L/\omega^2 L^2 = R_{ef}/\omega^2 L_{ef}^2. \tag{6.16}$$

Sustituimos en la fórmula (6.15) el valor de ω de la fórmula (6.14) y después de simples transformaciones obtenemos

$$L_{ef} = L\,(C + C_L)/C. \tag{6.17}$$

De la igualdad (6.16) determinamos la resistencia R_{ef}: $R_{ef} = R_L\,(L_{ef}/L)^2$ o empleando la expresión (6.17):

$$R_{ef} = R_L\,[(C + C_L)/C]^2. \tag{6.18}$$

De estos cálculos se deduce que los valores efectivos de la inductancia de la bobina y de la resistencia de pérdida en ella, son mayores que los valores verídicos y dependen de la relación de la capacidad propia de la bobina respecto a la capacidad total del circuito. Es evidente que al medir, es indispensable sintonizar el circuito en la frecuencia más baja posible, para que se cumpla la condición: $C \gg C_L$. Con otras palabras, la frecuencia de sintonización ω del circuito de medición debe ser muy inferior a la frecuencia de resonancia propia de la bobina $\omega_L = 1/\sqrt{LC_L}$, determinada por el valor verídico de su inductancia y de su capacidad propia.

Las expresiones (6.17) y (6.18) se pueden presentar en forma más clara, introduciendo la relación de la frecuencia de trabajo respecto a la frecuencia de resonancia propia de la bobina:

$$L_{ef} = \frac{L}{1-(\omega/\omega_L)^2}; \tag{6.19}$$

$$R_{ef} = \frac{R_L}{[1-(\omega/\omega_L)^2]^2}. \tag{6.20}$$

El gráfico de la fig. 6.8*c* da una idea sobre la magnitud de la no coincidencia de los valores verídicos y efectivos en función de la relación de las frecuencias.

Medida de la inductancia

Para medir la inductancia por el método de resonancia se emplea el circuito de la fig. 6.9*a*, un circuito semejante se muestra en la

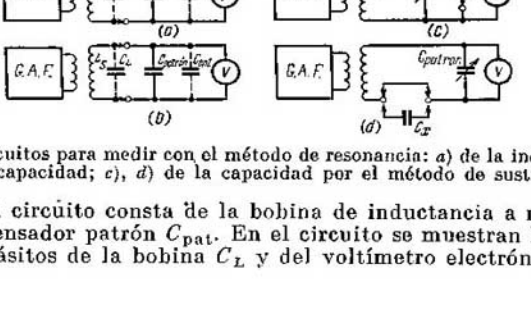


Fig. 6.9. Circuitos para medir con el método de resonancia: *a*) de la inductancia; *b*) de la capacidad; *c*), *d*) de la capacidad por el método de sustitución

fig. 6.7. El circuito consta de la bobina de inductancia a medir L_x y del condensador patrón C_{pat}. En el circuito se muestran los parámetros parásitos de la bobina C_L y del voltímetro electrónico C_{ent}.

El circuito oscilante se sintoniza en resonancia por la deflexión máxima de la aguja del voltímetro electrónico [1]), después de lo cual se calculan los valores de las frecuencias y de la capacidad patrón mediante las escalas o los gráficos.

La inductancia de la bobina se determina por la fórmula

$$L_x = 1/4\pi^2 f^2 (C_{pat} + C_{ent} + C_L). \qquad (6.21a)$$

Si se desconoce el valor de C_L, entonces se calcula el valor efectivo de la inductancia:

$$L_{x.\,ef} = 1/4\pi^2 f^2 (C_{pat} + C_{ent}). \qquad (6.21b)$$

Medida de la capacidad

Para medir la capacidad del condensador se emplea el mismo circuito (fig. 6.9*b*) que al medir la inductancia, pero el circuito se compone de la bobina patrón con parámetros conocidos L_{pat} y C_L y del condensador a medir C_x. El circuito se sintoniza en resonancia variando la frecuencia del generador, después de lo cual por la frecuencia conocida del generador y los parámetros de la bobina se calcula la capacidad del condensador

$$C_x = 1/4\pi^2 f^2 L_{pat} - C_L - C_{ent}. \qquad (6.22)$$

Para eliminar la influencia de los parámetros parásitos C_L, C_{mont} y C_{ent} del circuito y de los errores de los datos de L_{pat} en el resultado de la medida, se emplea el procedimiento de sustitución en combinación con el método de resonancia.

La esencia de este procedimiento consiste en que del circuito de medición, compuesto de cualquier bobina de inductancia y de la capacidad patrón, se sintoniza dos veces en cierta frecuencia f, con la capacidad a medir conectada y sin ella. La sintonización se restablece con un condensador patrón variable, cuyo cambio se compensa (se reemplaza) la capacidad desconocida conectada en el circuito.

Si la capacidad a medir C_x no sale de los límites de variación de la capacidad patrón, entonces la última, durante la primera sintonización en resonancia, se hace máxima $C_{pat.\,1}$ y la sintonización se realiza variando la frecuencia f del generador. Después (fig. 6.9*c*) en paralelo al condensador patrón se conecta el condensador que se mide, la capacidad general en el circuito aumenta y para restablecer la resonancia (con la frecuencia f invariable), la capacidad del condensador patrón se establece en un nuevo valor: $C_{pat.\,2} < C_{pat.\,1}$.

[1]) La sintonización se realiza variando la frecuencia del generador al conectar en el circuito un condensador patrón de capacidad fija, o un condensador variable patrón, siendo la frecuencia del generador invariable.

La capacidad a medir se determina mediante la diferencia de los valores de la capacidad del condensador patrón:

$$C_x = C_{\text{pat. 1}} - C_{\text{pat. 2}}. \qquad (6.23)$$

Si la capacidad a medir supera a la patrón, entonces los condensadores a medir y patrón se conectan en serie (fig. 6.9*d*). La capacidad del condensador patrón se establece en el valor máximo $C_{\text{pat. 1}}$ y el circuito se sintoniza en resonancia variando la frecuencia f del generador. Después, el condensador a medir se desconecta o se cortocircuita, y para restablecer la resonancia (con la frecuencia f invariable) la capacidad del condensador patrón se establece en un nuevo valor: $C_{\text{pat. 2}} < C_{\text{pat. 1}}$. La capacidad incógnita se determina por la fórmula:

$$C_x = C_{\text{pat. 1}} C_{\text{pat. 2}} / (C_{\text{pat. 1}} - C_{\text{pat. 2}}). \qquad (6.24)$$

Los valores de la capacidad a medir y la precisión de la medida se limitan por la exactitud con que se determina la diferencia $C_{\text{pat. 1}} - C_{\text{pat. 2}}$.

Medida de la capacidad propia de la bobina

De las expresiones (6.21) y (6.22) se deduce que para determinar los parámetros L y C es indispensable conocer la capacidad propia de la bobina de inductancia C_L. Uno de los procedimientos cómodos de medida de la capacidad propia de la bobina es el procedimiento de extrapolación, combinado con el método de resonancia. Su esencia consiste en la construcción del gráfico de la función

$$1/f^2 = 4\pi^2 L (C_{\text{pat}} + C_L). \qquad (6.25)$$

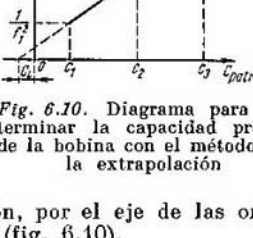


Fig. 6.10. Diagrama para determinar la capacidad propia de la bobina con el método de la extrapolación

El gráfico se construye por los datos de C_{pat} y de f, obtenidos durante la sintonización del circuito en varias frecuencias (véase la fig. 6.9*a*) con ayuda del condensador patrón variable. Por el eje de las abscisas se traza el valor de la capacidad patrón, por el eje de las ordenadas, el valor correspondiente de $1/f_2$ (fig. 6.10).

Si fuera $C_L = 0$, entonces para $C_{\text{pat}} = 0$, la función $1/f_2$ también sería igual a 0 y la recta pasaría por el origen de las coordenadas. Sin embargo a cuenta de la capacidad propia de la bobina, para $C_{\text{pat}} = 0$, la recta cruza el eje de las ordenadas en el punto $1/f^2 \neq \neq 0$ y en el eje de las abscisas (en el sector negativo) corta un trazo, numéricamente igual a la capacidad propia C_L de la bobina.

La metodología de medida de la capacidad propia de la bobina con el procedimiento de extrapolación consiste en lo siguiente: del condensador patrón variable y de la bobina a investigar se forma el circuito oscilante de medición, unido débilmente con el del generador. Para la comodidad, la escala del condensador debe ser graduada en picofaradios. La entrada del voltímetro electrónico se conecta al condensador. Después se establecen varios valores de la capacidad patrón $C_{pat.1}$, $C_{pat.2}$ y etc., con los cuales se sintoniza el circuito en resonancia variando la frecuencia del generador. Estos valores de la frecuencia y de la capacidad se emplean para construir el gráfico en el sistema de coordenadas cartesianas. Por el eje de las abscisas se traza la capacidad del circuito formada con la capacidad del condensador patrón y con la capacidad de entrada del voltímetro (en picofaradios), por el eje de las ordenadas, $1/f^2$ (f se expresa en megahertzios). Generalmente para construir la gráfica son suficiente los tres puntos. La recta que une los puntos obtenidos, se extrapola a la izquierda hasta la intersección con el eje de las abscisas. La capacidad propia de la bobina se determina por el trazo comprendido entre el punto de intersección y el principio de las coordenadas.

De este mismo gráfico se puede determinar la inductancia de la bobina L y la frecuencia de resonancia propia de la bobina f_L. Realmente la ecuación (6.25) se puede escribir de la siguiente manera: $y = x \operatorname{tg} \alpha$, donde $\operatorname{tg} \alpha = 4\pi^2 L$ y $x = C_{pat} + C_L$, de aquí se deduce que $L = y/4\pi^2 x$. Si el valor de f se expresa en megahertzios y el de C en picofaradios, entonces el valor de L se obtiene en henrios. Sustituyendo en esta fórmula $x = C_{pat} + C_L$, encontramos la inductancia verídica y cuando $x = C_{pat}$, la efectiva.

La frecuencia de resonancia propia f_L de la bobina se determina por el valor y en el punto $(y, 0)$ de intersección del eje de las ordenadas con la recta construida: $f_L = 1/\sqrt{y}$.

Los errores de medida con el método de resonancia se provocan por muchas causas, las más importantes de las cuales son: la determinación del momento de resonancia, variación de la frecuencia del generador en el tiempo de medida, error en los datos técnicos de las bobinas y condensadores y la capacidad que no se tiene en cuenta de montaje del circuito a medir.

La inexactitud en la determinación del momento de resonancia se puede reducir significativamente si se emplea el cálculo de horquilla (véase la fig. 4.1). Para disminuir el error que surge a causa de la derivada de frecuencia del generador que alimenta el circuito de medición es necesario emplear un generador lo más estable posible y realizar la medida lo más rápido posible. Los errores en los datos técnicos de los condensadores patrones y de las bobinas, por lo común, pueden menospreciarse. La capacidad de montaje durante las medidas de resonancia debe ser mínima.

A pesar de todas las medidas de prevención tomadas, el error de medida con el método de resonancia durante el montaje de los

circuitos medidores (véase la fig. 6.9) alcanza del 5 al 10% y crece al aumentar la frecuencia.

Los resultados mucho mejores tanto por la precisión de la medida, como por la comodidad de su realización pueden obtenerse empleando instrumentos especialmente elaborados y puestos en circulación por la industria, basados en el principio de resonancia. A tales instrumentos pertenecen el medidor de la capacidad y de la inductancia para altas frecuencias E12-1A y el medidor del factor de calidad.

Medidor de la capacidad y de la inductancia de alta frecuencia

Para aumentar la precisión de la lectura en el momento de resonancia, en este instrumento se emplea el procedimiento de batimientos cero. El instrumento consta de dos generadores de alta frecuencia G_1 y G_2 con etapas amortiguadoras, del mezclador con filtro de paso bajo, del amplificador de baja frecuencia, del indicador realizado según el circuito del voltímetro de válvula y del rectificador

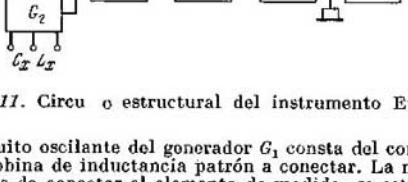


Fig. 6.11. Circu o estructural del instrumento E12-1A

(fig. 6.11). El circuito oscilante del generador G_1 consta del condensador patrón variable y de la bobina de inductancia patrón a conectar. La medida se efectúa por dos vías. Antes de conectar el elemento de medida, se establece en cero la escala del instrumento, y la frecuencia del generador G_1 con ayuda del conden-

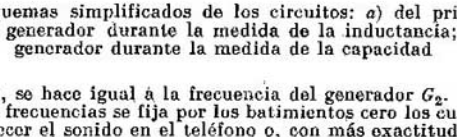


Fig. 6.12. Esquemas simplificados de los circuitos: *a*) del primer generador; *b*) del segundo generador durante la medida de la inductancia; *c*) del segundo generador durante la medida de la capacidad

sador de ajuste, se hace igual a la frecuencia del generador G_2. El momento de igualdad de las frecuencias se fija por los batimientos cero los cuales se determinan al desaparecer el sonido en el teléfono o, con más exactitud, por la indicación de la aguja del indicador. La última, siendo exactamente iguales las frecuencias, se establece bruscamente en el mínimo de la indicación.

Si las frecuencias de los generadores son iguales, entonces se cumple la igualdad para sus circuitos oscilantes (fig. 6.12),

$$C_{\text{circ. }1}L_1 = C_{\text{circ. }2}L_2. \qquad (6.26)$$

Aquí $C_{circ.1}$ y $C_{circ.2}$ son las capacidades de los circuitos del primer y segundo generadores respectivamente, L_1 y L_2 son las inductancias de las bobinas patrón. Después de la bobina de inductancia a medir se conecta en serie con la bobina patrón L_2, debido a lo cual disminuye la frecuencia del segundo generador y, para restablecer los batimientos cero, en el circuito del primer generador se introduce la capacidad del condensador patrón C_{pat}. Ahora la igualdad de las frecuencias se halla por otra condición:

$$(C_{circ.\,1}+C_{pat})\,L_1 = C_{circ.\,2}\,(L_2+L_x). \qquad (6.27)$$

Abriendo el paréntesis y teniendo en cuenta la igualdad (6.26) obtenemos la fórmula para calcular la inductancia a medir:

$$L_x = \frac{L_1}{C_{circ.\,2}}\,C_{pat}. \qquad (6.28)$$

La relación $L_1/C_{circ.2}$ es constante para cada subgrupo, por eso la escala del condensador patrón se gradúa en unidades de inductancia.

Para medir la capacidad del condensador incógnito conocido C_x, éste último, después de la instalación inicial de la frecuencia, se conecta en paralelo al circuito del segundo generador, cuya frecuencia disminuye y los batimientos cero se restablecen introduciendo la capacidad correspondiente del condensador patrón en el circuito del primer generador. Es evidente que con esto $C_x = C_{pat}$.

El instrumento trabaja en frecuencias desde 11 kHz hasta 1,5 MHz; al medir la inductancia desde 100 mH hasta 0,05 μH; y en frecuencias desde 300 hasta 700 kHz, cuando se miden las capacidades de 5000 a 1 pF. La precisión de la medida de la inductancia es alrededor de ±3%, de la capacidad de ±5% durante la medida de los valores desde 1 hasta 10 pF y de 0,5% para los demás valores.

Como resultado de las medidas se obtiene el valor efectivo de la inductancia. Para determinar la inductancia verídica se añaden al instrumento los gráficos de correcciones, a cuenta de la capacidad propia de la bobina C_L y a cuenta de las pérdidas en la bobina, expresadas a través del factor de calidad Q. Como el valor efectivo de la inductancia es mayor que el verídico, la corrección se resta.

6.5. MEDIDORES DEL FACTOR DE CALIDAD

Objetivo y principio de funcionamiento

El instrumento para medir el factor de calidad de las bobinas de inductancia y de los circuitos oscilantes en frecuencia de explotación, a veces denominado Q-metro, recibió una amplia difusión. Además del factor de calidad, con él pueden medirse otros muchos parámetros, en particular la inductancia de las bobinas, las capacidades de los condensadores, las capacidades propias de las bobinas, las pérdidas en los dieléctricos, la impedancia de los diferentes dipolos pasivos, el coeficiente de acoplamiento entre ellas, la atenuación del cable coaxial, su impedancia de onda, etc.

De este modo el medidor del factor de calidad es un instrumento universal para medir los parámetros de los circuitos radioeléctricos en frecuencias de explotación. Este funciona según el principio de resonancia, por eso todas las indicaciones se obtienen sólo en el momento de la resonancia.

Los medidores del factor de calidad pertenecen al subgrupo E, tipo 4 y se designan E4.

Estudiemos el trabajo del medidor del factor de calidad tomando como ejemplo el instrumento E4-7 (E9-7). En la composición del instrumento entran el generador de alta frecuencia, el circuito de medición, dos voltímetros electrónicos, o sea el de entrada y el de salida, y el rectificador (fig. 6.13). La tensión se transmite al circuito de medición desde el generador a través del divisor capacitivo de tensión $C_{40}C_{41}$.

El circuito de medición es un circuito oscilante en serie, que se compone de la bobina de inductancia L_x y de la capacidad del circuito C_{circ}. La última se forma con dos condensadores variables

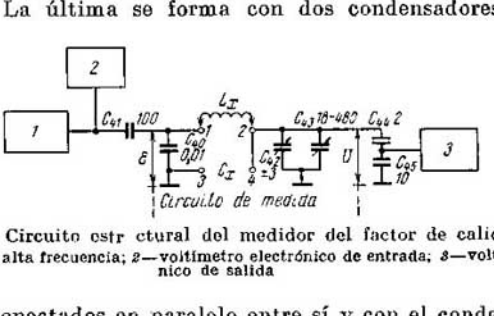


Fig. 6.13. Circuito estructural del medidor del factor de calidad E4-7:
1—generador de alta frecuencia; *2*—voltímetro electrónico de entrada; *3*—voltímetro electrónico de salida

C_{42} y C_{43}, conectados en paralelo entre sí y con el condensador C_{40} conectado con ellos en serie. Al circuito de medición se alimenta con la tensión que se forma en el condensador C_{40}. Esta tensión es la fem $\mathcal{E}$ inducida en el circuito.

La tensión U en la capacidad del circuito se mide con un voltímetro de salida. En el momento de resonancia ella es Q veces mayor que la fem inducida en el circuito. De aquí se deduce que la escala del voltímetro de salida se puede graduar directamente en unidades de factor de calidad, si la fem inducida se va a mantener constante: $Q = U/\mathcal{E}$. Por otro lado, se sabe que

$$Q = X/R, \tag{6.29}$$

donde R es la resistencia óhmica del circuito de medición y X es su reactancia.

Hablando en rigor, R es la resistencia total, formada por la resistencia de pérdidas en la bobina a medir, por las pérdidas en los condensadores del circuito de medición y por la resistencia de entrada del voltímetro electrónico de salida. Sin embargo, las pérdidas en los condensadores del circuito son extraordinariamente pequeñas, la resistencia de entrada del voltímetro es muy alta, excepto cuando se conecta a través del divisor capacitivo de tensión $C_{44}C_{45}$. De tal modo, la resistencia R, prácticamentes sólo la resistencia de pérdida en la bobina a medir. Por eso la fórmula (6.29) se puede escribir en el siguiente aspecto:

$$Q = \omega L_{ef}/R_{ef}. \tag{6.30}$$

La tensión del generador se mantiene constante. Esta se controla por el voltímetro de entrada, cuya aguja en el proceso de medida debe estar en una línea roja de la escala.

Los límites de medida del factor de calidad con este instrumento son desde 5 hasta 600 unidades. La gama de frecuencias del generador es de 50 kHz a 35 MHz. Las escalas de los condensadores patrón se gradúan directamente en picofaradios: C_{42}, de 25 a 450 pF, C_{42}, ± 3 pF. Durante las medidas, las lecturas por las escalas C_{42} y C_{43} se suman. La graduación del condensador patrón principal C_{43} tiene en cuenta la conexión en serie del condensador C_{40} del divisor de tensión de entrada.

Metodología de las medidas

Medida del factor de calidad y de la atenuación del circuito oscilante. Durante cualquier medida en la escala del medidor del factor de calidad se obtienen las lecturas de tres magnitudes: del factor de calidad Q, de la capacidad C_{pat} y de la frecuencia f. Como las lecturas se hacen sólo en el momento de resonancia, las magnitudes indicadas están relacionadas entre sí unívocamente.

La bobina de inductancia del circuito a investigar se conecta a los bornes de L_x, es decir en serie, y el condensador, a los bornes de C_x, es decir en paralelo al condensador patrón. La capacidad del último se establece la mínima. Al variar la frecuencia del generador, se encuentra la posición de resonancia y según la lectura en la escala «Q» del voltímetro de salida se determina el factor de calidad del circuito Q.

Como se sabe, la atenuación del circuito es una magnitud inversamente proporcional al factor de calidad, por consecuencia,

$$d = 1/Q. \tag{6.31}$$

Durante esta medida es necesario recordar que el factor de calidad se determina en una frecuencia inferior a la frecuencia propia del circuito a investigar, ya que en paralelo al condensador del último se conecta la capacidad inicial del circuito de medición.

Medida de los parámetros de la bobina. La bobina se une a los bornes de L_x después de lo cual se establece la frecuencia requerida por el generador y variando la capacidad del condensador patrón, se sintoniza en resonancia el circuito de medición. Después de la sintonización se leen de la escala del instrumento las indicaciones de Q_{ef}, f y C_{pat}.

Mediante el valor de Q_{ef} se determina la atenuación de la bobina [fórmula (6.31)].

Según los valores de la capacidad C_{pat} y de la frecuencia f se calcula la reactancia: $X = 1/2\pi f C_{\text{pat}} = 2\pi f L_{ef}$.

Conociendo los valores de Q_{ef} y de X, se puede determinar la resistencia de pérdidas en la bobina: $R_{ef} = X/Q_{ef}$.

El valor de L_{ef} se puede calcular como $L_{ef} = X/2\pi f$ o $L_{ef} = 1/4\pi^2 f^2 C_{pat}$.

Los límites de medida de la inductancia de las bobinas es desde 0,1 μH hasta 100 mH.

Todos los valores de L_{ef}, R_{ef} y Q_{ef}, obtenidos de este modo, son efectivos. Para hallar los valores verídicos es necesario utilizar las fórmulas (6.17) y (6.18). Determinando los valores verídicos de la inductancia y de la resistencia se puede calcular el valor verídico de Q. De las fórmulas (6.17) y (6.18) se deduce que el valor verídico de Q es $(C + C_L)/C$ veces mayor que el efectivo.

Al medir las bobinas con capacidad propia pequeña C_L, es necesario sintonizar el circuito oscilante de medición en resonancia con el valor máximo posible de la capacidad del condensador patrón, entonces los resultados de las medidas y de los cálculos serán muy próximos a los verídicos.

Si por las condiciones del problema se exige saber el valor de C_L, entonces éste se determina fácilmente con ayuda del medidor del factor de calidad. La medida se realiza del siguiente modo. La bobina a investigar se conecta a los bornes de L_x, la capacidad del condensador patrón se establece la máxima y el circuito se sintoniza en resonancia a la frecuencia

$$f_1 = 1/2\pi \sqrt{L(C_{pat.\,1} + C_L)} \tag{6.32}$$

Después en esta misma gama se establece la frecuencia $f_2 > f_1$ y de nuevo el circuito se sintoniza en resonancia disminuyendo la capacidad C_{pat} hasta el valor igual a $C_{pat.2}$. A esta sintonización le corresponde la fórmula

$$f_2 = 1/2\pi \sqrt{L(C_{pat.\,2} + C_L)} \tag{6.33}$$

Dividiendo la expresión (6.33) por (6.32) y elevando los resultados al cuadrado, obtenemos

$$f_2^2/f_1^2 = (C_{pat.\,1} + C_L)/(C_{pat.\,2} + C_L),$$

de donde se puede determinar fácilmente la capacidad propia de la bobina:

$$C_L = (f_1^2 C_{pat.\,1} - f_2^2 C_{pat.\,2})/(f_2^2 - f_1^2). \tag{6.34}$$

Es cómodo establecer la frecuencia f_2 exactamente múltipla de la frecuencia f_1, es decir, $f_2 = nf_1$, entonces la fórmula (6.34) se transforma en la siguiente expresión:

$$C_L = (C_{pat.\,1} - n^2 C_{pat.\,2})/(n^2 - 1). \tag{6.35}$$

Prácticamente la frecuencia f_2 se hace el doble mayor que la frecuencia f_1 y la expresión (6.35) se simplifica:

$$C_L = (C_{pat.\,1} - 4C_{pat.\,2})/3. \tag{6.36}$$

Medida de los parámetros del condensador. Para medir la capacidad del condensador y la tangente del ángulo o el ángulo de pérdida en su dieléctrico se conecta al circuito de medición una bobina auxiliar (mejor si es patrón). El circuito se sintoniza en resonancia según la frecuencia f con la capacidad máxima del condensador partrón $C_{\text{pat.1}}$, que coincide con el valor de Q_1 en la escala del voltímetro de salida. Después, en paralelo al condensador patrón se conecta (fig. 6.13, bornes *3* y *4*) el condensador a investigar y, disminuyendo la capacidad del circuito, de nuevo se sintoniza en la misma frecuencia f. Con esto se registran los valores de $C_{\text{pat.2}}$ y de Q_2. Es evidente que

$$C_x = C_{\text{pat. 1}} - C_{\text{pat. 2}} \tag{6.37}$$

Los límites de medida de la capacidad son desde 25 hasta 450 pF.

La tangente del ángulo de pérdida en el dieléctrico del condensador dado, se halla mediante la siguiente fórmula:

$$\operatorname{tg}\delta = C_{\text{pat. 1}}(Q_1 - Q_2)/(C_{\text{pat. 1}} - C_{\text{pat. 2}})\,Q_1 Q_2.$$

Medida de la capacidad y de la resistencia de entrada del voltímetro electrónico. Con ayuda del medidor del factor de calidad se pueden, con suficiente exactitud para la práctica, medir los valores de C_{ent} y de R_{ent} del voltímetro en la frecuencia de explotación. Para esto la capacidad del condensador patrón se establece próxima al mínimo y el circuito de medición se sintoniza con la bobina patrón en la frecuencia requerida. Después de la sintonización se obtienen las indicaciones: Q_1, $C_{\text{pat.1}}$ y f. Posteriormente en paralelo al condensador patrón se conecta el circuito de entrada del voltímetro y con una frecuencia invariable f de nuevo el circuito se sintoniza en resonancia. En este caso se obtienen las indicaciones: $C_{\text{pat.2}}$ y Q_2. La capacidad de entrada del voltímetro se determina por la fórmula (6.37) y la resistencia de entrada, por la expresión

$$R_{\text{ent}} = Q_1 Q_2 / 2\pi f C_{\text{pat. 1}}(Q_1 - Q_2). \tag{6.38}$$

Es evidente que la precisión de la medida de la resistencia de entrada depende de la exactitud con que se halla la diferencia $Q_1 - Q_2$

Estableciendo diferentes valores de f se puede construir la tabla o el gráfico de la dependencia entre la resistencia de entrada del voltímetro y la frecuencia. El error de medida en todos los medidores del factor de calidad es del 4 al 6%.

6.6. MEDIDA DE LA RESISTENCIA DE TIERRA

En cualquier objeto radiotécnico hay un sistema de derivación a tierra. La construcción de la derivación a tierra, su función y empleo se exponen en los cursos correspondientes. La derivación a tierra cumple su función sólo cuando su resistencia se encuentra en los límites dados. Esta resistencia varía bajo la influencia de diferentes

factores (meteorológicos, climáticos, eléctricos y otros) y por eso, se debe medir periódicamente.

La medida de la resistencia de la derivación a tierra, exige la presencia, además de esta que se mide, de dos resistencias auxiliares más de derivación a tierra, ya que por una derivación es imposible dejar pasar la corriente. La medida se realiza en corriente alterna ya que al pasar la corriente continua por la tierra, en ésta tiene lugar la electrólisis y la resistencia de tierra crece.

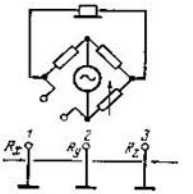


Fig. 6.14. Circuito de medida de la puesta a tierra

Las medidas se realizan por diferentes métodos. Examinemos el más sencillo de ellos, es decir, el método de puente o método de tres medidas. Para medir, es necesario tener un puente de Wheatstone, un generador de frecuencia vocal para la alimentación del puente y un teléfono para indicar el estado de su equilibrio (fig. 6.14). Al puente se conectan y se miden consecutivamente los pares de resistencias R_x y R_y (los bornes *1* y *2*), R_x y R_z (los bornes *1* y *3*), R_y y R_z (los bornes *2* y *3*). Los resultados de la medida se transcriben en calidad de sistema de ecuaciones:

$$R_x + R_y = R_1, \quad R_x + R_z = R_2, \quad R_y + R_z = R_3.$$

Al resolver este sistema de ecuaciones respecto a cada una de las resistencias incógnitas, obtenemos:

$$R_x = (R_1 + R_2 - R_3)/2, \quad R_y = (R_1 + R_3 - R_2)/2,$$
$$R_z = (R_2 + R_3 - R_1)/2.$$

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿Cuáles son las particularidades de la medida de la inductancia de la bobina con núcleo ferromagnético por el método del voltímetro y amperímetro?
2. ¿Cómo se equilibra un puente de corriente alterna?
3. ¿Cuál es la ventaja de la medida de la capacidad con el método de sustitución?
4. ¿En qué consiste el principio de trabajo del medidor del factor de calidad?
5. ¿Cómo se puede medir la capacidad propia de la bobina de inductancia con un medidor del factor de calidad?

7

Medida en las líneas con parámetros repartidos

7.1. NOCIONES GENERALES

Se denominan circuitos con parámetros repartidos las líneas eléctricas o los dispositivos, cuyas dimensiones geométricas son conmensurables con la longitud de onda de las oscilaciones que en éstas se propagan. Ejemplo típico de tales tipos de circuitos son las líneas de transmisión por las cuales la energía eléctrica ingresa desde su fuente al receptor, es decir, a la carga.

En calidad de líneas de transmisión se emplean cables coaxiales y guías de ondas rectangulares, circulares y de bandas (fig. 7.1). Los parámetros principales de las líneas de transmisión que caracterizan sus propiedades, son la inductancia L_1, la capacidad C_1, la resistencia R_1 y la conductancia G_1 por unidad de longitud de la línea. Por medio de estos parámetros primarios fundamentales se determina la impedancia $\dot{Z} = R + i\omega L$ y la admitancia $\dot{Y} = G + i\omega C$ de la línea dada. En la práctica es más cómodo caracterizar las propiedades de las líneas y sus regímenes de trabajo con los parámetros secundarios: la impedancia de onda $\dot{\rho} = \sqrt{\dot{Z}/\dot{Y}}$ y el factor de propagación $\gamma = \alpha + i\beta$, donde α es el factor de amortiguación y β es el coeficiente de fase. Estas dos magnitudes son complejas; sin embargo, en frecuencias superelevadas se puede considerar que las pérdidas en las líneas son considerablemente pequeñas, ya que $R \ll \omega L$, $G \ll \omega C$. Entonces la impedancia de onda resulta totalmente activa e igual a $\rho = \sqrt{L_1/C_1}$ y el factor de propagación se transforma en el coefi-

ciente de fase $\beta = 2\pi/\lambda$ al que frecuentemente se le denomina *número de onda.*

Los valores de L_1 y C_1 se determinan según las dimensiones geométricas y según las particularidades de construcción de la línea de transmisión, por eso la impedancia de onda se puede calcular por estos datos. Por ejemplo, la impedancia de onda de la línea coaxial (fig. 7.1*a*)

$$\rho = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d},$$

donde D es el diámetro interno del conductor externo, d es el diámetro del conductor interno y ε es la permitividad relativa del dieléctrico, que llena el espacio entre los conductores interno y externo. Prácticamente la impedancia de onda de las líneas coaxiales es igual a 50,

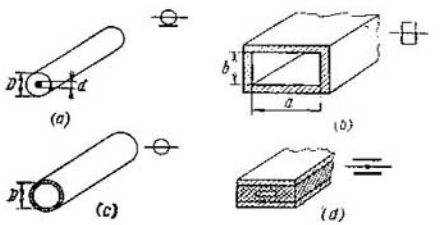


Fig. 7.1. Construcción y representación esquemática de algunas líneas de transmisión: *a*) de cable coaxial; *b*), *c*), *d*) de guías de ondas rectangular, circular y de banda

75 y 100Ω. La impedancia de onda de las guías de ondas de sección rectangular y circular es de 500 a 600 Ω y la de banda simétrica es desde 30 hasta 100Ω.

Para caracterizar el régimen en la línea durante la transmisión de energía por ella se introducen los conceptos de factor de reflexión coeficiente de onda estacionaria y coeficiente de onda progresiva. Estos conceptos se deducen de la representación del proceso de propagación de la energía electromagnética desde la fuente (del generador) al receptor (a la carga) como dos ondas progresivas de tensión, que se mueven en direcciones opuestas y con velocidades idénticas. La onda que se desplaza desde el generador a la carga, se denomina onda incidente y se designa por U_{inc} y la que va desde la carga al generador, reflejada y se designa por U_{ref}.

En el presente capítulo se estudian las medidas de los coeficientes de onda estacionaria progresiva y la de resistencia de carga de la línea de tranmisión. Los instrumentos para medir en los circuitos de parámetros repartidos pertenecen al subgrupo P.

7.2. RELACIONES FUNDAMENTALES

Al transmitir la energía de frecuencia superelevada del generador a la carga en la línea se puede establecer uno de los tres regímenes siguientes: de onda progresiva, de onda estacionaria y de ondas híbridas. El régimen se determina por el carácter y la función de la carga respecto a la impedancia de onda de la línea de transmisión y de la resistencia de salida del generador.

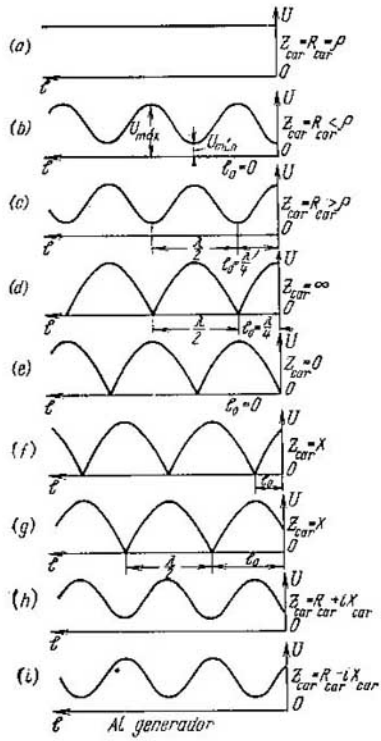


Fig. 7.2. Gráficos de la distribución de la intensidad del campo eléctrico a lo largo de la línea

El *régimen de onda progresiva* se establece con la adaptación total del generador y la línea de transmisión con la carga. Recordamos, que dos impedancias $\dot{Z}_1 = R_1 + iX_1$ y $\dot{Z}_2 = R_2 + iX_2$ se consideran adaptadas si sus resistencias óhmicas son iguales y las reactancias son iguales por valor absoluto y tienen el signo contrario, es decir,

$$R_1 = R_2, \quad X_1 = -X_2 \quad (7.1)$$

La línea de transmisión sin pérdidas se considera adaptada con la carga, si su impedancia de onda ρ es igual a la resistencia de carga Z_{car}. En este caso no hay reflexión desde el final de la línea. En consecuencia, para obtener la adaptación en todo el trazo de transmisión, es necesario:

$$Z_{gen} = R_{gen} = \rho = Z_{car} = R_{car}, \quad (7.2)$$

donde Z_{gen} y Z_{car} son las resistencias del generador y de la carga.

Si se cumple esta condición, entonces en la línea se realiza la *adaptación total* con la cual la potencia máxima que entrega el generador, se absorba completamente por la carga. En este caso en la línea se desplaza solamente la onda incidente, que en este caso se denomina progresiva (fig. 7.2*a*).

Si la línea en el terminal está cortocircuitada, abierta o trabaja sólo en carga reactiva, la energía se refleja por completo de su ter-

minal. Entonces en la línea se establece un *régimen de onda estacionaria* (fig. 7.2d, e, f, g).

Durante la transmisión de energía, es necesario tratar de adaptar totalmente la línea y la carga, para que toda la energía sea absorbida por la última sin reflexión. Sin embargo en la práctica, la adaptación total se consigue realizar muy pocas veces, siempre queda cierta desadaptación cuando parte de la energía se refleja desde el final de la línea y la onda reflejada se propaga al encuentro de la incidente. En la fig. 7.2*b* y *c* se muestran las distribuciones de la tensión a lo largo de una línea con carga activa no igual a la impedancia de onda de la línea, y en la fig. 7.2 h, i, con carga compleja. Tal régimen se denomina *régimen de ondas híbridas*. Se caracteriza por el factor de reflexión, que se determina por la fórmula:

$$\Gamma = \frac{U_{\text{ref}}}{U_{\text{inc}}} e^{i\theta}, \tag{7.3}$$

donde U_{ref} y U_{inc} son las amplitudes de las ondas reflejada e incidente respectivamente; $\theta = 2\beta l_0$ es el ángulo de fase; $\beta = 2\pi/\lambda$ es el número de onda, λ es la longitud de onda que se propaga a lo largo del cable de la línea y l_0 es la distancia desde el lugar de conexión de la carga hasta el primer mínimo de la tensión en la línea.

La causa de la desadaptación de la línea con la carga es la desigualdad de sus resistencias, por eso el factor de reflexión se expresa también mediante $\dot{Z}_{car}$ y ρ:

$$\Gamma = (\dot{Z}_{\text{car}} - \rho)/(\dot{Z}_{\text{car}} + \rho). \tag{7.4}$$

Del examen de la fig. 7.2 se deduce que el grado de desadaptación se puede determinar, conociendo la relación de $U_{máx}$ y $U_{mín}$ (fig. 7.2*b*) En realidad, si $U_{mín} = 0$, la desadaptación es máxima y toda la energía se refleja desde el final de la línea $|U_{ref}| = |U_{inc}|$. Si $U_{mín} = U_{máx}$, entonces no hay reflexión: toda la energía es absorbida por la carga; en la línea surge la onda progresiva. En relación con esto se introducen los conceptos de *relación de onda estacionaria* (ROE) y la magnitud inversa, es decir, el *relación de onda progresiva* (ROP). Designemos ROE por k_{est} y ROP por k_{prog}:

$$k_{\text{est}} = U_{\text{máx}}/U_{\text{mín}}; \tag{7.5}$$

$$k_{\text{prog}} = U_{\text{mín}}/U_{\text{máx}}. \tag{7.6}$$

El coeficiente k_{est} puede tomar los valores desde ∞ hasta 1 1 y el coeficiente k_{prog} desde 0 hasta 1.

Es evidente que el factor de reflexión también se puede representar mediante el ROE y el ROP:

$$|\Gamma| = (k_{\text{est}} - 1)/(k_{\text{est}} + 1); \tag{7.7}$$

$$|\Gamma| = (1 - k_{\text{prog}})/(1 + k_{\text{prog}}). \tag{7.8}$$

De lo expuesto se deduce que por la distribución de la tensión a lo largo de la línea, se puede determinar el carácter de la resistencia de carga. En realidad, solucionando en conjunto las ecuaciones (7.3), (7.4) y (7.7) respecto a la resistencia $\dot{Z}_{car}$ obtenemos

$$\dot{Z}_{car} = \rho \frac{k_{est} - 0{,}5i\,(k_{est}^2 - 1)\,\text{sen}\,2\beta l_0}{k_{est}^2 \cos^2 \beta l_0 + \text{sen}^2 \beta l_0}. \qquad (7.9)$$

La impedancia de onda ρ de la línea dada, generalmente es conocida, las magnitudes restantes, es decir, k_{est}, λ y l_0, se encuentran por el gráfico de distribución del campo eléctrico o magnético, semejante al representado en la fig. 7.2. Estos gráficos se construyen según los datos, obtenidos con ayuda de un instrumentos especial, o sea, una línea de medición. Las líneas de medición pertenecen al subgrupo P, tipo 1 y se designan por P1...

7.3. LINEA DE MEDICION

Se denomina línea de medición el dispositivo para investigar y medir la distribución del campo eléctrico, a lo largo de la línea de transmisión. Las líneas de medición se emplean en las gamas de

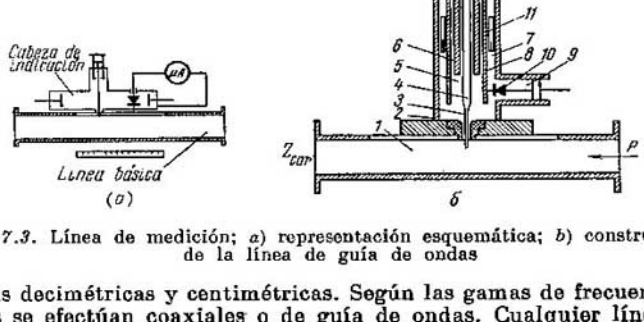


Fig. 7.3. Línea de medición; *a*) representación esquemática; *b*) construcción de la línea de guía de ondas

ondas decimétricas y centimétricas. Según las gamas de frecuencias, éstas se efectúan coaxiales o de guía de ondas. Cualquier línea de medición consta de dos partes fundamentales, es decir, de la línea principal y de la cabeza de indicación (fig. 7.3*a*).

Como línea principal se emplea un trazo de línea coaxial estandarte o de guía de ondas estandarte (cuya longuitud es cerca de tres longuitudes de onda) con una hendidura longitudinal a lo largo de la cual se desplaza la cabeza de indicación. La línea principal se conecta al canal entre el generador y la línea de transmisión. La distribución del campo electromagnético en ella depende del carácter de la resistencia de carga.

La cabeza de indicación es un resonador unido débilmente con la línea principal por la sonda sumergida en esta línea. En la sonda el campo eléctrico induce una fem. Esta fem provoca oscilaciones electromagnéticas en el resonador, que inducen una corriente en el circuito del detector de cristal. La corriente se registra con el microamperímetro. La fem y la corriente en el detector son proporcionales a la intensidad del campo electromagnético en el lugar de la sonda. La cabeza de indicación se fija al carro que se desliza a lo largo de la hendidura, la posición del cual siempre es conocida en la línea principal.

La posición de la sonda, señalada en la escala de las distancias y el valor de la corriente rectificada que le corresponde, son los antecedentes necesarios y suficientes para construir el gráfico de la distribución de la intensidad del campo eléctrico a lo largo de la línea principal. El campo en la línea de transmisión tiene la misma configuración, ya que las pérdidas en la linea de medición son menospreciablemente pequeñas y sus impedancias de ondas son idénticas.

Para obtener una idea más completa sobre la construcción de la línea de medición estudiemos la construcción de la línea de medición de guía de ondas (fig. 7.3*b*).

La línea principal *1* se realiza de un trazo de guía de ondas rectangular de 260 mm de longitud con terminales de brinda plana para el acoplamiento con las guías de ondas de la línea de transmisión, del atenuador del generador o de la carga. Las guías de onda principales se hacen recambiables, con secciones de 17 × 8 mm, 19 × 9,5 mm, 23 × 10 mm y 28,5 × 12,6 mm, lo que garantiza un recubrimiento de frecuencia de 7150 a 16 670 MHz (λ = 4,2-1,8 cm). En el centro del lado ancho de cada guía de onda principal hay una abertura de calibración, la longitud de la cual es de 110 mm, y su ancho, de 1,5 mm.

La cabeza de indicación *2*, representa en sí una línea coaxial doble, en la cual se instalan la sonda, el circuito de la sonda, el circuito del detector y la sección de detección. La sonda se efectúa en forma de aguja metálica delgada *3*, sumergida en la guía de ondas a una profundidad de 4 mm. Este último se desplaza a lo largo de la línea con gran exactitud: el paralelismo a las paredes de la línea es de ±6 μm, la profundidad de sumersión es de ±3 μm. La sonda fija al vástago 4, que es conductor interno del circuito coaxial de la sonda *5*. El conductor externo de este circuito es el tubo *8*. El circuito se sintoniza con el émbolo *6*, variando su longitud.

El circuito del detector *7*, representa en sí una línea coaxial formada por un tubo externo de la cabeza de indicación *2* y por el tubo *8*. La sección de detección *9* también tiene la forma de línea coaxial, unida perpendicularmente al circuito del detector. En la ruptura del conductor central de la línea coaxial de la sección de detección, se conecta el detector de germanio *10*. Ambas líneas coaxiales, es decir la del circuito del detector y la de la sección de detec-

ción, se sintonizan en el émbolo *11*. En la sección de detección se prevé un conjuntor para unirlo al microamperímetro.

La guía de ondas principal y el carro se instalan en una armadura sólida en la cual se fija el mecanismo alimentador. El carro se pone en movimiento de translación y la sonda se desplaza a lo largo de la ranura con la rotación del eje del vernier de este mecanismo. La posición de la sonda se fija en la escala de la regla con una exactitud de $\pm 0{,}05$ mm. El valor de la corriente rectificada se registra por la escala del microamperímetro de sensibilidad.

La construcción de la línea de medición coaxial es análoga a la de guía de ondas, a excepción de la línea principal que representa en sí, un trazo de línea coaxial rígido de paredes gruesas con una

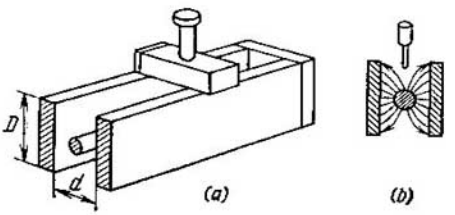


Fig. 7.4. Línea de medición de rendija: *a*) esbozo de la construcción; *b*) líneas de fuerza del campo eléctrico

ranura estrecha en el conductor externo. Una desventaja de las líneas coaxiales es la significativa radiación de las ranuras, ya que el campo electromagnético de la frecuencia superelevada tiene idéntica intensidad por todo el perímetro del coaxial y hacer una ranura muy angosta para atenuar la radiación es imposible, ya que las desviaciones inevitables de la sonda del centro de la ranura y la profundidad de sumersión dada, introducirán un error considerable en la medida.

En relación con esto una gran difusión obtuvieron las líneas de medición paralelas en plano (fig. 7.4*a*), compuestas de dos placas metálicas, entre las cuales se instala el conductor central. El espacio entre las placas, en el cual se instala la sonda, es análogo al de la ranura de la línea coaxial. De la fig. 7.4*b* se ve que en el lugar de instalación de la sonda, la intensidad del campo es considerablemente débil, por eso la radiación de energía de frecuencia superelevada de tal línea es un poco menor que la coaxial lo que equivale a la reducción de la ranura de la última. Las desviaciones de la sonda de las posiciones dadas, también influirá menos en la exactitud de la medida.

En las líneas de medición paralelas en plano reales, con la relación de $D/d = 6$, la radiación se obtiene igual a la radiación de la ranura de 0,015 mm de ancho en la línea coaxial de 25,4 mm de

diámetro. El límite superior de las frecuencias de tales líneas es de 10 GHz.

Para conectar las líneas paralelas en plano a los circuitos coaxiales, éstas se equipan con elementos incorporados de transición y de adaptación.

7.4. MEDIDA DE LA RELACION DE ONDA ESTACIONARIA

El dispositivo de medición se monta en correspondencia con la fig. 7.5. Si en la salida de la frecuencia superelevada hay un atenuador, entonces el atenuador externo, entre el generador y la línea de medición, no se conecta. El carro de indicación se desplaza a lo

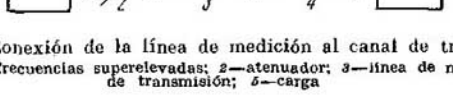


Fig. 7.5. Conexión de la línea de medición al canal de transmisión: *1*—generador de frecuencias superelevadas; *2*—atenuador; *3*—línea de medición; *4*—línea de transmisión; *5*—carga

largo de la ranura de la línea, en dirección al generador (generalmente desde el final de la línea) y por la escala del microamperímetro registra los valores máximos y mínimos de las lecturas, $n_{máx}$ y $n_{mín}$. Por estas lecturas se calcula el ROE: para la característica lineal del detector de cristal $k_{est} = n_{máx}/n_{mín}$, para la cuadrática, $k_{est} = \sqrt{n_{máx}/n_{mín}}$.

La medida del ROE mayor de 6 ó 7 por este procedimiento se dificulta, ya que ante el valor de $n_{mín}$, cómodo para la lectura, la corriente máxima puede llevar la aguja del microamperímetro fuera de los límites de la escala, y para una lectura cómoda de $n_{máx}$, la indicación mínima puede resultar próxima a cero. En los casos semejantes se determinan ROE por la forma de la distribución de la intensidad del campo próximo al mínimo. Para esto se registran las lecturas por la escala de microamperímetro con la mayor exactitud y se marcan las posiciones de la sonda que les corresponde por la escala de las distancias cerca de dos mínimos vecinos, después de esto se construye el gráfico semejante al que se muestra en la fig. 7.6. Por el gráfico se determina la longitud de onda λ y la distancia l entre los brazos de la curva de la distribución del campo al nivel de la lectura mínima doble de la corriente $n_{mín}$.

Fig. 7.6. Medida de la relación de la onda estacionaria (ROE)

El coeficiente k_{est} se calcula por la fórmula:

$$k_{est} = \frac{1}{\operatorname{sen}(\pi l/\lambda)} \sqrt{1 + \operatorname{sen}^2 \frac{\pi l}{\lambda}}.$$

Para $k_{est} \gg 8$ esta fórmula se simplifica: $k_{est} \approx \lambda/\pi l$.

7.5. MEDIDA DE LA IMPEDANCIA

La impedancia de carga, para la cual trabaja la línea de transmisión con parámetros repartidos se calcula por el ROE, por la longitud de onda λ en la línea y por la longitud l_0 desde el final de la línea (desde la carga) hasta el primer mínimo. Estas cantidades se pueden obtener del gráfico de distribución de la intensidad del campo (fig. 7.7), trazado con ayuda de la línea de medición. Los valores del coeficiente de ondas estacionarias y de la longitud de onda, se calculan fácilmente. Mas la distancia l_0 desde la carga hasta el primer mínimo de la tensión, prácticamente no se puede medir directamente, ya que la línea de medición está separada de la carga de la línea de transmisión con cable coaxial o con guía de ondas. Sin embargo esta dificultad se puede superar fácilmente si las pérdidas en la línea de transmisión son despreciablemente pequeñas. En este caso se mide la distancia: $l_0 = l_{car} - l_{cor}$, donde l_{cor} es la posición del nodo de la tensión con la línea de transmisión en cortocircuito, l_{car}, posición del mínimo de la tensión más próxima al nodo (en dirección al generador) con la carga conectada.

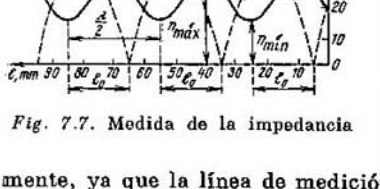


Fig. 7.7. Medida de la impedancia

Los valores de l_{cor} l_{car} se registran mediante la escala de distancias de la línea de medición.

De aquí se deduce que el nodo en cortocircuito es terminal condicional de la línea, en relación a la cual se determina la distancia hasta el primer mínimo durante la carga. En la fig. 7.7 se muestran con líneas de puntos la distribución de la intensidad del campo en la línea en cortocircuito y la distancia l_0 para el caso dado.

La impedancia se calcula a través del ROE por la fórmula (7.9) o a través del ROP por la fórmula:

$$\dot{Z}_{car} = \rho \frac{2k_{prog} - i(1 - k_{prog}^2) \operatorname{sen} 2\beta l_0}{1 + k_{prog}^2 + (1 - k_{prog}^2) \cos 2\beta l_0}. \qquad (7.10)$$

Ambas fórmulas son equivalentes tanto por las dificultades del cálculo como por la precisión.

En la práctica de las medidas radioeléctricas se debe determinar reiteradamente el valor y el carácter de la impedancia de carga, lo

que, con el empleo de estas fórmulas, exige una gran pérdida de tiempo y puede producir errores. La impedancia $\dot{Z}_{car}$ se determina con una precisión suficiente y mucho más rápido por el diagrama circular.

El *diagrama circular* representa en sí una circunferencia en el interior de la cual se instalan dos familias de circunferencias ortogonales, que corresponden a los lugares geométricos de los puntos $R/\rho = \text{const}$ y $X/\rho = \text{const}$. Tales valores de las resistencias ómhica y de la reactancia, hacen el diagrama circular universal, útil para las líneas con cualquier impedancia de onda y permiten determinar la denominada impedancia normalizada:

$$\dot{Z}/\rho = R/\rho \pm iX/\rho. \qquad (7.11)$$

En la fig. 7.8 se muestra el diagrama circular, empleado en la práctica. Los valores adimensionales de la relación $l_0/\lambda_{g.o}$ proporcionales al ángulo de fase se registran en la circunferencia externa del diagrama en dirección del movimiento de los punteros del reloj; en la segunda circunferencia, estos mismos valores en dirección contraria al movimiento de los punteros del reloj. La primera circunferencia se debe emplear en el caso, si la distancia hasta el primer mínimo l_0 se lee en dirección al generador, y la segunda, durante la lectura de l_0 en dirección a la carga. Por el diámetro vertical se registran los valores de la relación R/ρ que corresponden a las circunferencias de resistencias ómhicas de regulación iguales, que pasan a través de ellos. En los lugares de intersección de las circunferencias de reactancias normalizadas con la circunferencia externa que limita el diagrama, se marcan los valores de X/ρ: en la mitad izquierda los valores negativos, y en la derecha, los positivos. Las circunferencias de puntos concéntricas con centro en el punto $R/\rho = 1$ se emplean para leer los valores de k_{prog} ya que la escala de las resistencias ómhicas de normalización desde 0 hasta 1, en el eje de las reactancias cero es simultáneamente escala de k_{prog}. Es evidente, que por esta misma circunferencia se puede determinar y k_{est} como magnitud inversa a k_{prog}.

La impedancia se determina en el siguiente orden: se toma la distribución de la intensidad del campo con ayuda de una línea de medición, se construye el gráfico semejante al de la fig. 7.7 y de él se determinan el trazo l_0, la longitud de onda en el guía de ondas $\lambda_{g.o}$ y el coeficiente de onda progresiva (estacionaria) k_{prog} (k_{est}). Se calcula la relación $l_0/\lambda_{g.o}$. El centro del diagrama (punto $R/\rho = 1$) se une con una línea recta al punto en el exterior o interior de la circunferencia, correspondiente a la relación de $l_0/\lambda_{g.o}$ encontrada. Se marca el punto de intersección de la recta dada y la circunferencia del ROP (ROE), con las dos circunferencias ortogonales R/ρ y X/ρ o con sus concéntricas. Los valores así encontrados se multiplican por ρ y se obtiene el resultado $\dot{Z}_{car} = R \pm iX$. Con ayuda del diagrama circular pueden solucionarse los problemas inversos: por los

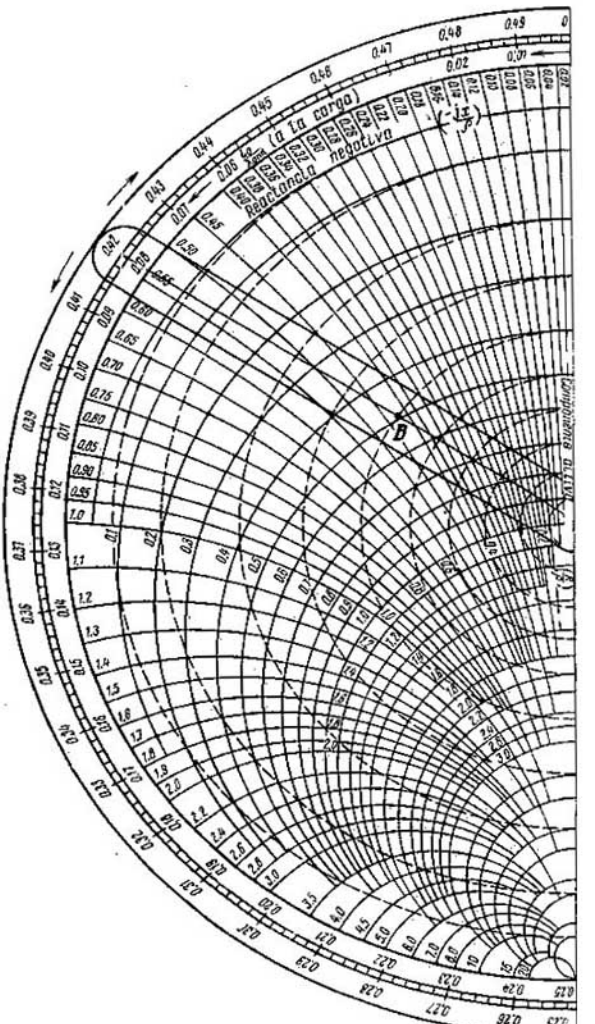


Fig. 7.8. Diagr

na circular

datos de R y X encontrar la relación esperada de $l_0/\lambda_{g.o}$ y del ROP (ROE).

Examinemos un ejemplo en que se halla $\dot{Z}_{car}$ por el diagrama circular. Supongamos que la impedancia de la línea $\rho = 50\Omega$. Utilizando el gráfico de distribución del campo mostrado en la fig. 7.7, encontramos:

$$k_{prog} = \sqrt{n_{mín}/n_{máx}} = \sqrt{15/30} \approx 0{,}7, \quad \lambda_{g.o} = 60 \text{ mm},$$
$$l_0 = 20 \text{ mm} \text{ y } \quad l_0/\lambda_{g.o} = 0{,}33.$$

Unimos con una línea recta el centro del diagrama con la división 0,33 en la segunda escala y marcamos el punto A de intersección de esta línea con la circunferencia correspondiente a ROP = 0,7. Del diagrama obtenemos: $R/\rho = 1{,}16$, $X/\rho = 0{,}36$. La impedancia $\dot{Z}_{car} = 1{,}16 \cdot 50 + i0{,}36 \cdot 50 = 58 + i18\Omega$.

Solucionemos el problema inverso. Supongamos que se da en el diagrama el punto B, que corresponde a $R/\rho = 0{,}49$ y $X/\rho = -0{,}43$. Desde el centro del diagrama trazamos una línea a través del punto dado y la prolongamos hasta su intersección con la circunferencia externa, después hacemos dos anotaciones: en la segunda escala $l_0/\lambda_{g.o} = 0{,}08$ y en el lugar de intersección del punto B con la circunferencia de puntos, es decir, en ROP = 0,4.

El error de medida con ayuda de líneas de medición y diagramas circulares es del 5 al 10%.

7.6. NOCIONES SOBRE LA MEDIDA AUTOMATICA DE LA RELACION DE ONDAS ESTACIONARIAS Y DE LA IMPEDANCIA

La medida del ROE y de la impedancia en frecuencias superelevadas, con ayuda de una línea de medición, representa en sí un proceso de cálculos y recuentos prolongado. Espacialmente difícil es la determinación de la dependencia funcional de k_{est} y $\dot{Z}_{car}$ con la frecuencia. Las medidas se facilitan considerablemente empleando los medidores panorámicos automáticos del ROE y de las impedancias. Tales dispositivos de medida contienen indicadores de lectura directa, de aguja u oscilográficos. Los medidores del ROE pertenecen al subgrupo P, tipo 2 y se designan por P2 ..., y los medidores y de impedancia pertenecen al tipo 3 y se designan por P3...

El medidor automático del ROE (fig. 7.9) consta del productor del taballo, del reflectómetro y del indicador. Las oscilaciones de las frecuencias superelevadas pasan desde el productor de taballo a la carga a través del reflectómetro que representa en sí dos acopladores direccionales, cuyas tensiones de salida son proporcionales a las energías de las ondas incidente y reflejada. La relación de estas

tensiones es proporcional al módulo del factor de reflexión o al ROE de la carga conectada.

Si se varía manualmente la frecuencia del generador, entonces los valores del ROE se pueden determinar en cualquier punto de la gama por la escala del instrumento de aguja. Durante el cambio automático de la frecuencia con ayuda del productor de taballo se obtiene, en la escala del indicador oscilográfico, el oscilograma en calidad de curva de variación del ROE en la gama de frecuencias dada. Para aumentar la exactitud de la medida y la sensibilidad del medidor se prevé en el circuito la estabilización automática de la potencia de

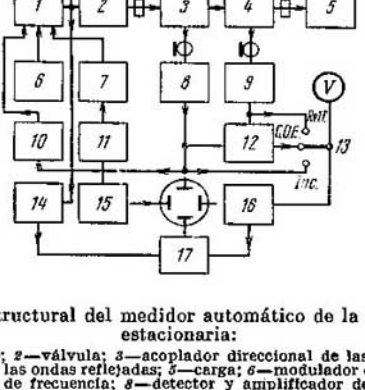


Fig. 7.9. Circuito estructural del medidor automático de la relación de la onda estacionaria:

1—productor de taballo; *2*—válvula; *3*—acoplador direccional de las ondas incidentes; *4*—acoplador direccional de las ondas reflejadas; *5*—carga; *6*—modulador de amplitud de 80 kHz; *7*—bloque de tambaleo de frecuencia; *8*—detector y amplificador de las ondas incidentes; *9*—detector y amplificador de las ondas reflejadas; *10*—bloque de regulación automática de la potencia; *11*—generador de tensión en diente de sierra; *12*—amplificador de relación de tensión; *13*—conmutador del género de trabajo; *14*—bloque de marcas de frecuencias; *15*—amplificador *X*; *16*—amplificador y detector; *17*—amplificador Y

salida del productor de taballo y de la modulación de las oscilaciones del ROE.

El medidor automático de la impedancia consta del productor de taballo, del transmisor de señales sobre la distribución del campo en el canal que une el generador con la carga y el indicador. Como transmisores se emplean bien un reflectómetro con la consiguiente amplificación de la señal reflejada por el procedimiento superheterodino, o bien la línea de medición con cuatro sondas inmóviles, dispuestas de tal forma, que en cada ulterior se induce una fem, desfasada en 90° respecto a la anterior. El indicador se emplea oscilográfico; en la pantalla del tubo de rayos catódicos se sobrepone el diagrama circular transparente, en el cual se observan los valores de la carga en la gama de frecuencias del productor de taballo.

En cada frecuencia para el factor de reflexión dado $\Gamma = |\Gamma| \times e^{i\theta}$, surge en la pantalla un punto luminoso, las posiciones radial a azimutal del cual corresponden a $|\Gamma|$ y θ. Para el tambaleo de la frecuencia del productor de taballo, varía el factor de reflexión complejo, de acuerdo con el carácter de la carga, y en la pantalla del indicador aparece la curva de la dependencia entre el factor de reflexión y la frecuencia. Como el factor de reflexión está relacionado a través de una expresión conocida con la resistencia de carga [véase la fórmula (7.4)], entonces esta misma curva determina $\dot{Z}_{car}$, cuyas componentes activa y reactiva se registran mediante el diagrama circular de la pantalla del indicador.

En la industria se producen medidores coaxiales y de guía de ondas automáticos para medir el ROE y la impedancia en la gama desde 0,3 hasta 16 GHz. El error de medida con estos instrumentos es del 5 al 7 por ciento.

8
Medida de la potencia

8.1. NOCIONES GENERALES

El régimen de un circuito o de un dispositivo en frecuencias vocales y altas se puede determinar por la tensión y la corriente. En las frecuencias de 300 a 1000 MHz esto se consigue realizar con grandes dificultades y en frecuencias más altas para las cuales medir la corriente y la tensión es prácticamente irrealizable, la única característica del régimen es la potencia. Como regla, se mide la potencia media P. Durante el trabajo de impulsos la potencia en el impulso P_{imp} se determina por la expresión: $P_{imp} = P/\tau_{imp} \cdot F_{imp}$, donde τ_{imp} es la duración del impulso en segundos y F_{imp} es la relación de sucesión de impulsos en hertzios.

En la práctica de las medidas radioeléctricas se tiene que medir la potencia en una gama de frecuencias, muy ancha, ante sus diferentes valores y en las cargas más variadas. La potencia se acostumbra a denominar grande, si ella supera los 10 W, media, desde 0,1 hasta los 10 W, pequeña desde 0,1 hasta 10^{-5} W y muy pequeña, desde 10^{-5} y menores.

Se mide la potencia absorbida por la carga o la que ingresa a ésta. En relación con esto existen los métodos y los instrumentos para medir la potencia absorbida y de tránsito. Para medir la potencia absorbida, como regla, se reemplaza la carga real por la equivalente que frecuentemente se encuentra en el mismo dispositivo de medición, es decir, el último mide la potencia por él mismo absorbida. Para medir la potencia de tránsito se unen los dispositivos de medición con las líneas de transmisión por las cuales ésta ingresa a la carga. Estos dispositivos no deben consumir mucha potencia.

De tal modo, para medir la potencia se tienen que emplear muchos métodos y muchos instrumentos, la elección de los cuales depende del carácter y del valor de la potencia a medir y de la gama de frecuencias en la cual se realiza la medida.

8.2. METODOS FUNDAMENTALES DE MEDIDA

La potencia de la corriente alterna de forma sinusoidal consumida por cierta carga se determina por la expresión: $P = UI \times \cos \varphi$ donde U e I son los valores medios cuadráticos (efectivos) de la tensión y de la corriente; $\cos \varphi = R/\sqrt{R^2 + X^2}$; R es la resistencia óhmica y X es la reactancia de la carga.

Si la carga representa en sí sólo resistencia óhmica y adaptada con la línea de transmisión y con el generador, entonces la potencia es $P = UI = I^2R = U^2R$. Por consiguiente, la potencia absorbida se puede encontrar de modo indirecto midiendo la corriente o la tensión. Además, la energía eléctrica se transforma fácilmente en calor y en luz, midiendo los cuales también se puede determinar la potencia absorbida. Las termorresistencias (termistores) cuya resistencia depende de la temperatura, también son aptas para este fin.

Estas posiciones también son correctas para medir la potencia de tránsito pero, con la diferencia que sólo una pequeña parte de ésta va hacia el dispositivo de medición y se absorbe por éste. Para este mismo objetivo se emplea la propiedad del campo electromagnético de ejercer acción de ponderomotor y también la variación de la relación de las amplitudes de las ondas incidente y reflejada en la línea con la variación de la potencia de tránsito.

De tal modo, los métodos fundamentales de medida de la potencia son: el método de voltímetro y amperímetro, el calorimétrico, el fotométrico, el método de termorresistencia, el ponderomotor y el método reflectómetro. Los instrumentos para medir la potencia (vatímetros) por clasificación pertenecen al subgrupo M. Por ejemplo, M2 ... medidores de la potencia de tránsito, M3... medidores de la potencia absorbida, etc.

8.3. MEDIDA DE LA POTENCIA ABSORBIDA

Método de voltímetro y amperímetro

Para medir la potencia por el método de voltímetro y amperímetro se carga la fuente de energía, es decir, el generador o el dispositivo de radiotransmisión, en equivalente de carga. Este último debe tener una resistencia determinada y disipar la potencia requerida En bajas frecuencias para altas potencias como carga equivalente se emplean resistores especiales —bobinados, silícicos o carbonosos— frecuentemente con enfriamiento forzado de aire o agua.

Durante la medida de las potencias medias por magnitud se puede utilizar las mismas resistencias sin enfriamiento forzado. Si durante la medida de la potencia se admite la radiación, entonces el generador o transmisor se carga en la antena, cuya resistencia es conocida.

Para medir las corrientes se emplean amperímetros de termocupla y para medir la tensión, voltímetros electrónicos. Las indicaciones de un amperímetro permiten determinar la potencia con un valor conocido de la resistencia óhmica de carga R_{car} (fig. 8.1*a*, *b*). Para la carga adaptada puede determinarse la potencia por las indicaciones de un voltímetro (fig. 8.1*c*). Si la carga tiene carácter complejo, entonces es cómodo emplear el circuito de tres amperímetros (fig. 8.1*d*). Puede demostrarse que la potencia que pasa hacia la carga Z_{car},

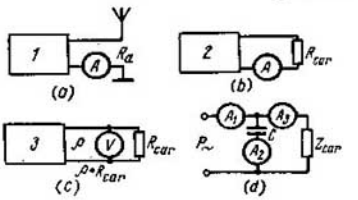


Fig. 8.1. Circuitos de la medida de la potencia: *a*), *b*) con un amperímetro; *c*) con un voltímetro; *d*) con tres amperímetros;

$$P = 2X_{con}\sqrt{k(k-I_1)(k-I_2)(k-I_3)},$$

donde $X_{con} = 1/\omega C$; C es la capacidad del condensador auxiliar; I_1, I_2 e I_3 son las indicaciones del voltímetro y $k = (I_1 + I_2 + I_3)/2$. Este procedimiento da el menor error en caso de la igualdad de la capacitancia del condensador auxiliar con el componente reactivo de la resistencia de carga.

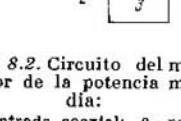


Fig. 8.2. Circuito del medidor de la potencia media:
1—entrada coaxial; *2*—pantalla; *3*—voltímetro de cresta

La gama de frecuencia en la cual se mide la potencia por el método de voltímetro y amperímetro, así como el error de medida, depende completamente de los instrumentos empleados. Prácticamente este método se emplea para medir las potencias grandes y medias con error de $\pm 10\%$ en frecuencias hasta de 100 MHz. Al reducir la frecuencia, la precisión de la medida aumenta.

Para medir la potencia por el método estudiado en frecuencias más altas, se emplean instrumentos de medida en los cuales se mide la tensión en una resistencia óhmica conocida, adaptada con la línea. El instrumento (fig. 8.2) consta de la resistencia de absorción, capaz de dispersar la potencia a medir, de un voltímetro de cresta, cuyo indicador de aguja se gradúa en unidades de potencia, y del bloque de alimentación. Si para aumentar la potencia de dispersión es necesario emplear refrigeración por aire forzada, en la composi-

ción del instrumento entra el ventilador. En calidad de carga se usa una resistencia superficial al carbono de 75Ω, recluida en la pantalla, que mejora las condiciones de adaptación. Para aumentar los límites de la potencia a medir, el voltímetro se conecta a una parte de la resistencia.

La industria produce varios tipos de tales instrumentos: por ejemplo, el medidor de la potencia media M3-3A, cuyos límites de medida son desde 0,25 hasta 15 W durante la generación continua y desde 5 hasta 5000 W durante el trabajo de impulso (con potencia media no mayor de 15W); el medidor de grande potencia M3-5A, cuyos límites de medida de la potencia de impulsos son desde 0,5 hasta 500 kW (con la potencia media no mayor de 500 W). Ambos instrumentos trabajan en la gama de frecuencias de 30 a 1000 MHz; el error de medida es de 15 a 20% durante la generación continua y alcanza 30% durante la medida de la potencia en impulso.

Método calorimétrico

El método calorimétrico se basa en la transformación de la energía de alta frecuencia en calor que calienta el líquido, generalmente el agua, que circula en el dispositivo de medida (calorímetro). La diferencia de temperaturas de agua, en la entrada y la salida del dispositivo es proporcional a la potencia de alta frecuencia. El agua puede enfriar la resistencia de carga o ser ella misma una carga.

La cantidad de calor Q se determina por el volumen W del agua que circula y por la diferencia de temperaturas en la entrada $T°_1$, y en la salida $T°_2$ del medidor calorimétrico de la potencia $Q = W(T°_2 - T°_1) = W\Delta T°$. Por otro lado, por la ley de Joule—Lenz $Q = 0{,}24I^2\ Rt = 0{,}24\ Pt$. Igualando los segundos miembros de estas expresiones obtenemos:

$$P = W\Delta T°/0{,}24 \times$$
$$\times t = 4{,}17\ W\Delta T°/t,$$

donde P es la potencia a medir, en kilovatios; W es el volumen del agua que circula durante el tiempo de medida, en litros; t es el tiempo de medida, en segundos.

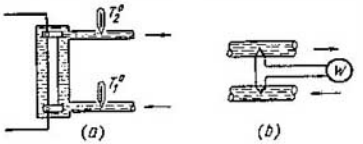


Fig. 8.3. Construcción simplificada del calorímetro: *a*) con empleo de termómetros; *b*) con empleo de termopares

El volumen del agua W se determina por la diferencia de la indicación del hidrómetro al principio y al final de la medida; la diferencia de temperaturas, por las indicaciones de los termómetros o con ayuda de los termopares después de establecer equilibrio térmico.

La construcción de los calorímetros depende de la gama de frecuencias y de la potencia a medir. En la fig. 8.3 se muestra la construcción simplificada del calorímetro para medir la potencia del

transmisor, disipada en la antena artificial. Calorímetros semejantes se emplean en la gama de frecuencias de 50 a 60 MHz con potencias hasta decenas de kilovatios.

Frecuentemente en lugar de termómetros se emplean termopares. Para la conexión en serie y en oposición de estos termopares (fig. 8.3*b*) el microamperímetro se puede graduar en unidades de $\Delta T°$, y si con esto se garantiza una velocidad constante de la circulación del agua $v = W/t$, entonces la graduación puede ser realizada directamente en unidades de potencia, ya que con esto $P = 4{,}17\, v\Delta T° = a\Delta T°$.

En la gama de ondas decimétricas y centimétricas, la carga absortiva, con mayor frecuencia, es agua corriente. El problema más importante al medir es la adaptación de la carga con el generador y con la línea de transmisión para absorber totalmente la potencia de la frecuencia superelevada. En relación con esto se emplean construcciones especiales, diferentes para las líneas coaxiales y los guías de ondas.

Por este principio funciona el instrumento producido por la industria tipo M3-13/1. Los límites de la potencia a medir (media) son desde 6 hasta 2000 W, la potencia máxima por impulso es de 1000 kW y la gama de frecuencias es de 2600 a 16 650 MHz y de 25 800 a 37 500 MHz. El error fundamental es de $(4 + 3\, P_{nom}/P)$ %, al medir la potencia desde 20 hasta 2000 W y mayor con menores valores de la potencia. La potencia de frecuencia superelevada ingresa a la carga de agua, realizada en calidad de cámara de guía de ondas con agua corriente, en la cual se instalan los termopares. La tensión de los últimos se transmite al indicador de aguja, graduado en unidades de potencia. El instrumento tiene sistema de ciclo cerrado de suministro de agua, por eso se puede emplear en diferentes condiciones autónomamente.

El método calorimétrico se emplea para medir potencias altas y medias en cualquier gama de frecuencias. El error de medida no pasa del 7 al 10% y depende de la exactitud en la medida de la temperatura y del consumo de agua, de la calidad de la adaptación y de la fuga de la potencia de frecuencia superelevada.

Método fotométrico

El método fotométrico se basa en la transformación de la energía de las oscilaciones de alta frecuencia en energía luminosa. Como resistencia de carga se emplea el filamento de una lámpara de incandescencia, la luminancia de la luminiscencia del cual depende de la potencia absorbida. La luminancia se determina con ayuda de una fotocélula (célula fotoeléctrica) y un microamperímetro. La lámpara y la fotocélula se incluyen en un cuerpo opaco, este dispositivo, en unión con el microamperímetro se denomina fotómetro. El fotómetro se gradúa previamente en corriente continua o alterna de baja frecuencia. El error de tales medidas es del 10 al 12%.

Para disminuir los errores se emplean las denominadas medidas de comparación (fig. 8.4*a*). Al principio el conmutador se establece en la posición izquierda (según el circuito). Con esto, se transmite al filamento del tubo una energía de alta frecuencia y la aguja del microamperímetro, conectado al circuito del fotoelemento se desvía. Después se traslada el conmutador a la posición derecha y al filamento se transmite una corriente continua. Con la regulación del reóstato se consiguen las mismas indicaciones del microamperímetro. Ya que las corrientes de fotocélula son idénticas en ambos casos, significa

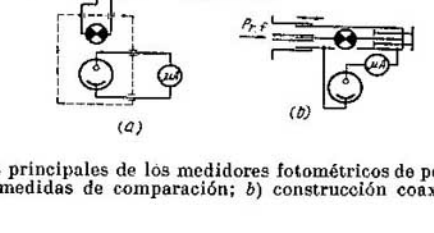


Fig. 8.4. Circuitos principales de los medidores fotométricos de potencia: *a*) para las medidas de comparación; *b*) construcción coaxial

que las potencias también lo son. La potencia de la corriente continua se determina fácilmente por las indicaciones del voltímetro y del amperímetro que se encuentran en el circuito. El error de medición es de un 3 a un 5%. El crece con el aumento de la frecuencia ya que con esto la resistencia del filamento de la lámpara de incandescencia aumenta a cuenta del efecto superficial.

Con tal fotómetro se puede medir potencia desde décimas de partes de vatios hasta 100 W en frecuencias hasta de decenas de megahertzios. Para la medida en la gama decimétrica se emplean las construcciones coaxiales de los fotómetros, una de las cuales se muestra en la fig. 8.4*b*. Aquí la carga es el filamento de la lámpara de incandescencia de especial construcción, conectado a la ruptura del conductor interno de la línea. Para la buena absorción de la potencia, la longitud del filamento de la lámpara de incandescencia debe ser no mayor de un décimo de la longitud de onda, en la cual se realiza la medida.

La resistencia de entrada del fotómetro se adapta con la resistencia de la línea de acoplamiento y del generador con la variación de la longitud de la línea coaxial del fotómetro y con el desplazamiento del émbolo de adaptación. El momento de la adaptación se determina por la indicación máxima del microamperímetro en el circuito de la fotocélula. El fotómetro se gradúa previamente en corriente continua.

El método fotométrico es sencillo y bastante exacto en una gama de frecuencias considerable. La parte de indicación del fotómetro no influye en el circuito a medir. La construcción y el circuito del

fotómetro son elementales. Sin embargo, en la actualidad este método no encuentra una amplia difusión. Sus desventajas son pequeños límites de medida, necesidad de adaptación de las resistencias e inestabilidad de la graduación del microamperímetro.

Método de termorresistencia

Para medir la potencia se emplean dos tipos de termorresistencias, es decir, bolómetros y termistores; por eso el método de termorresistencia frecuentemente lo denominan bolométrico o método de termistor.

El bolómetro representa en sí un hilo corto delgado de volframio o platino recluido en una ampolla de vidrio, en la cual se sueldan los terminales más gruesos (fig. 8.5*a*). Para aumentar la potencia que se dispersa se llena la ampolla con gas inerte. Si la longitud del filamento $l < 0{,}1\lambda$ (λ es la longitud de onda, en la cual se realiza la medida), entonces la corriente por el se distribuye uniformemente. El grosor de los filamentos de los bolómetros oscila desde 3 hasta 10μm. Con tal grosor, el efecto superficial no influye en la exactitud de la medida. La potencia de dispersión admitida se encuentra en los límites desde 50 mW hasta 2 W; la resistencia de los bolómetros en frío oscila de 6 a 120Ω; el coeficiente térmico es positivo.

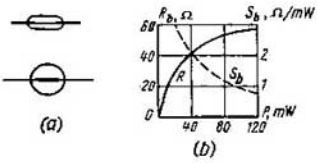


Fig. 8.5. Bolómetro: *a*) construcción esquemática y designación; *b*) características

La característica fundamental del bolómetro es la dependencia de su resistencia de la potencia en él dispersada

$$R_{bol} = f(P). \qquad (8.1)$$

La sensibilidad del bolómetro S_{bol}, es decir, la pendiente de la característica (fig. 8.1) es desde 1,5 hasta 8Ω/mW. En la fig. 8.5*b* se muestran las características del bolómetro con filamento de volframio.

Los bolómetros de dicha construcción se emplean en frecuencias hasta de 1000 MHz. En frecuencias más altas se sustituyen por los bolómetros de cascarilla, los cuales son una placa delgada de mica o de vidrio cubierta por una capa (película) de platino de grosor de décimas de fracciones de micrómetros. Tal bolómetro es apto para las frecuencias hasta de 50 000 MHz (λ = 6 mm), es de construcción cómoda, se conecta fácilmente al canal de guía de ondas y se adapta con él fácilmente.

El termistor se realiza en forma de perla de 0,5 mm de diámetro de algún material semiconductor, por lo común, de óxido de ciertos metales, por ejemplo, de una mezcla de óxido de manganeso, de níquel y de cobalto. En ésta se prensan los terminales de platino con

diámetro de 25μm (fig. 8.6*a*). La perla se cubre con una capa fina de vidrio y se mete en una ampolla de cristal en la cual se sueldan los terminales más rígidos.

La resistencia de los termistores en frío depende de la temperatura del medio ambiente y oscila desde algunos miles de Ω hasta cientos kiloohmios. Esta cambia bruscamente al variar la potencia absorbida, y la sensibilidad S_t del termistor alcanza de 10 a 100Ω/mW, es decir, es bastante mayor que la sensibilidad de los bolómetros. El coeficiente de temperatura de los termistores es negativo. El punto de trabajo de los termistores se elige generalmente siendo las resistencias desde 100 hasta 300Ω, lo que se consigue calentando preliminarmente, con mayor frecuencia mediante corriente continua.

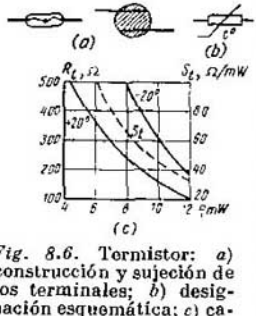


Fig. 8.6. Termistor: *a*) construcción y sujeción de los terminales; *b*) designación esquemática; *c*) características

Los termistores se emplean para medir la potencia desde unidades de microvatios hasta unidades de milivatios en una gama de frecuencias hasta de 16 000 MHz. En frecuencias más altas el error de medida aumenta bruscamente.

Los medidores de potencia, en los cuales se emplea el método de termorresistencia, constan de una cabeza de medida (de bolómetro o de termistor), del circuito en puente con aparatos de medida para medir la resistencia del termistor y de la fuente de alimentación.

La cabeza de medida (*sonda*) es un dispositivo de alta frecuencia, en el cual se instalan el termistor y los elementos de adaptación

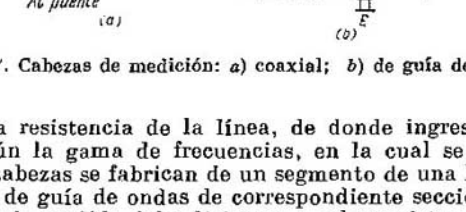


Fig. 8.7. Cabezas de medición: *a*) coaxial; *b*) de guía de ondas

de éste con la resistencia de la línea, de donde ingresa la energía a medir. Según la gama de frecuencias, en la cual se realizan las medidas, las cabezas se fabrican de un segmento de una línea coaxial o de un trozo de guía de ondas de correspondiente sección (fig. 8.7). Toda la potencia medida debe disiparse en el termistor o en el bolómetro. Para eso, los émbolos E se colocan de manera que la energía, que llega a estos émbolos, al reflejarse, sea recibida por los termistores en fase con la energía de microondas a medir. Esto significa la adaptación del termistor con la línea. La capacidad C de la rup-

tura del conductor externo de la línea coaxial o del cuerpo de guía de ondas, sin impedir el paso por ellos de corrientes de frecuencias superelevadas, garantiza la transición de la corriente continua del puente a través del termistor (sin esta ruptura este último está cortocircuitado).

Las cabezas coaxiales se emplean en frecuencias de 20 a 6000 MHz, las de guía de ondas, hasta 40 000 MHz. Para la cobertura de estas gamas de frecuencias se emplea un juego de cabezas, ya que las cabezas hechas de termistores y de bolómetros de alambre no aseguran la adaptación en amplia banda de frecuencias. Desde este punto de vista, los bolómetros de película son perspectivos, puesto que una cabeza coaxial con semejante bolómetro cubre una gama de frecuencias desde 20 hasta 7500 MHz, mientras que una cabeza de guía de ondas, de 7500 a 40 000 MHz. Las cabezas pertenecen al subgrupo M, tipo 5 y se designan por M5...

El circuito en puente se emplea para medir la resistencia del termistor, y por consecuencia, de la potencia de alta frecuencia. El bolómetro o el termistor se conecta en uno de los brazos del puente; los brazos restantes se forman por resistores, cuyas resistencias son iguales a la resistencia del termistor en el punto de trabajo. Tal puente de brazos iguales posee la mayor sensibilidad.

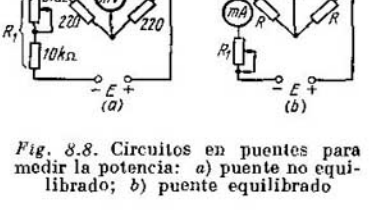


Fig. 8.8. Circuitos en puentes para medir la potencia: *a*) puente no equilibrado; *b*) puente equilibrado

En la fig. 8.8*a* se muestra un circuito en puente más simple. La medida se realiza de la siguiente manera. Al principio, antes de introducir la energía de alta frecuencia a la cabeza de medida, el puente se pone en equilibrio con corriente continua. Para esto, variando el valor nominal de las resistencias R_1 se consigue la indicación cero del microamperímetro en la diagonal del puente. La ausencia de corriente en la diagonal significa la igualdad de la termorresistencia a todas las demás resistencias de los brazos. Después, a la cabeza de medida se transmite la energía de alta frecuencia, cuya potencia calienta el termistor o el bolómetro. En este caso, la resistencia del último varía, el puente pierde el equilibrio y la aguja del microamperímetro se desvía.

Las indicaciones del microamperímetro son proporcionales a la potencia aplicada y por eso la escala del microamperímetro se gradúa en unidades de potencia. Como la indicación se toma en el momento, cuando las resistencias del termistor y de los demás brazos del puente no son iguales, tal puente se denomina *desequilibrado.*

El procedimiento del puente desequilibrado permite medir la potencia directa e ininterrumpidamente, y su circuito es sencillo

y seguro en el trabajo. Sin embargo, éste tiene una serie de desventajas: la necesidad de graduación, la que debe controlarse periódicamente, y un error considerable, que supera el 10%. Las causas de tal error consisten en la variación de la temperatura del medio ambiente, en la inestabilidad de la tensión de la fuente de alimentación y en la variación de la resistencia del termistor durante el proceso de medida.

Un error mucho menor se obtiene empleando el puente *equilibrado* (fig. 8.8*b*). Con este procedimiento la medida se efectúa del siguiente modo: antes de transmitir la oscilación de alta frecuencia al dispositivo de medida, el puente se pone en equilibrio cambiando el valor nominal de la resistencia R_1, y por la escala del miliamperímetro se registra el valor de la corriente continua que lo alimenta I_1. En este caso la potencia P_1 disipada por el termistor R_t

$$P_1 = (I_0/2)^2 R_t = (I_1^2/4) R_t = (I_1^2/4) R, \qquad (8.2)$$

ya que a través del termistor circula la mitad de la corriente de alimentación ($R_t = R$). Después se transmite la oscilación de alta frecuencia; el termistor se calienta complementariamente, su resistencia disminuye y el puente pierde el equilibrio. Aumentando el valor nominal de la resistencia R_1, es decir, disminuyendo la corriente a través del termistor, el puente por segunda vez se pone en equilibrio. La corriente que alimenta el puente, en este caso, es decir, durante la disipación de la potencia total en el termistor se designa por I_2. Ahora la potencia P_2 de la corriente continua disipada en la resistencia R_t, de acuerdo con la fórmula (8.2)

$$P_2 = I_2^2 R/4.$$

Es evidente que la disminución de la potencia de la corriente continua es exactamente igual a la potencia de alta frecuencia a medir $P_\sim$, es decir,

$$P_\sim = P_1 - P_2 = (I_1^2 - I_2^2) R/4. \qquad (8.3)$$

La medida de la potencia por el procedimiento del puente equilibrado es indirecta, ya que exige cálculos. La ventaja de este procedimiento frente al procedimiento de puente desequilibrado consiste en que durante la medida no se perturba la adaptación, y el error de medida no es grande. Este error se determina por la precisión con que se miden las corrientes I_1 e I_2, ya que la expresión (8.3) se puede presentar como $P_\sim = (I_1 + I_2)(I_1 - I_2) R/4$. La potencia mínima a medir depende de la lectura mínima posible de la diferencia de las corrientes.

El defecto del método estudiado es la necesidad de dos operaciones de equilibrio del puente para medir la potencia y la realización de los cálculos.

Para aumentar la sensibilidad del procedimiento de puente equilibrado, este último se alimenta del generador de corriente alterna con frecuencia vocal o alta (hasta 100 kHz). Entonces, en calidad de

indicador de equilibrio en lugar del microamperímetro de corriente continua se conecta el amplificador correspondiente y el voltímetro electrónico.

La industria produce varios tipos de medidores de baja potencia, basados en los procedimientos estudiados, por ejemplo, el M3-10, M3-22 y otros. El instrumento M3-10, con ayuda de las cabezas intercambiables de termistores de tipos coaxial y de guía de ondas, recubre la gama de frecuencias desde 30 MHz hasta 78,3 GHz. La potencia medida se halla en los límites de 50 a 5000μW. El instrumento M3-22 también tiene cabezas intercambiables, pero de montaje de bolómetro; se emplea en la gama de frecuencias de 150 MHz a 78,5 GHz; los límites de la potencia medida son desde 12 hasta 6000μW. Estos límites se aumentan fácilmente si entre la fuente de energía de microondas y el medidor de la potencia se conecta un atenuador graduado, calculado para la potencia correspondiente

8.4. MEDIDA DE LA POTENCIA TRANSITORIA

Método de termistor con acoplador direccional

Para medir la potencia transitoria ha obtenido una gran difusión el método de termistor con acoplador direccional. Una pequeña parte de la potencia se deriva de la línea de transmisión principal en el medidor de bajas potencias y se absorbe en el bolómetro o en el termistor. Midiendo la potencia absorbida, se puede determinar la transitoria, si se conoce qué parte de ésta se separa. La potencia se deriva con dispositivos especiales denominados acopladores direccionales.

El acoplador direccional consta de dos líneas: de la principal y la auxiliar, que se unen entre sí con elementos de acoplamiento. Las impedancias de ondas de ambas líneas son idénticas. La línea principal puede cargarse con cualquier resistencia, la auxiliar, se carga de los dos lados con resistencias iguales a la impedancia. Por la línea principal se propagan la onda incidente del generador hacia la carga y la onda reflejada, de la carga hacia el generador. La diferencia de potencias de las ondas incidente y reflejada es la potencia transitoria. A través de los elementos de acoplamientos parte de la energía, tanto de la onda incidente como de la reflejada, cae en la línea auxiliar, donde surgen ondas progresivas a los dos lados del elemento de acoplamiento; en una dirección se propaga la energía que es proporcional sólo a la onda incidente, en la otra, sólo a la reflejada.

Como cargas de la línea auxiliar pueden emplearse montajes de bolómetros o cabezas de termistores tipo sonda y medir la potencia que se propaga a la derecha y a la izquierda de los elementos de acoplamiento.

Los acopladores direccionales se dividen de acuerdo con la gama de ondas en acopladores de dos conductores, coaxiales y de guía de ondas. Estudiemos con más detalle el trabajo de acoplador di-

reccional tomando como ejemplo la construcción de guía de ondas (fig. 8.9). Entre la línea principal y la auxiliar hay orificios (elementos de acoplamiento), cuya distancia entre los centros es igual a un cuarto de la longitud de la onda en el guía de ondas. En los puntos *1* y *2* se separa la onda incidente (en la figura se muestra con la línea llena) hacia la línea auxiliar y en los puntos *3* y *4* se ramifica a los dos extremos de la línea. En el punto *4* y más hacia la derecha (según el circuito) las oscilaciones se encuentran en idéntica

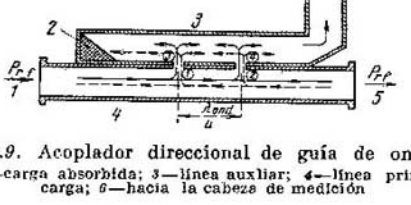


Fig. 8.9. Acoplador direccional de guía de ondas:
1—del generador; *2*—carga absorbida; *3*—línea auxiliar; *4*—línea principal; *5*—hacia la carga; *6*—hacia la cabeza de medición

fase, ya que las distancias *1-3-4* y *1-2-4* son iguales. En consecuencia, hacia el medidor de la potencia se propaga la suma de las oscilaciones que pasan a través de los orificios de acoplamiento. La energía de la onda reflejada (en la figura se muestra con línea de trazos) también se deriva hacia el guía de ondas auxiliar en los puntos *2* y *1*, pero en el punto 4 estas oscilaciones se compensan ya que las distancias *2-1-3-4* y *2-4* se diferencian en la mitad de la longitud de onda y las oscilaciones se encuentran en oposición de fase.

De este modo, el medidor de potencia recibe la energía proporcional a la potencia solamente de la onda incidente. La energía de ramificación de la onda de reflexión que se propaga hacia de izquierda (según el circuito) se suma en el punto *3* y se absorbe por la resistencia de la carga del guía de ondas. La energía que fue separada de la onda incidente en el punto *3* y a la izquierda se compensa, ya que la diferencia de la trayectoria *1-2-4-3* y *1-3* es igual a la mitad de la longitud de onda. Si se cambian de lugares la carga obsortiva y el medidor de potencia, entonces, el último medirá la potencia de la onda reflejada. El valor de la potencia ramificada se determina por el debilitamiento transitorio entre el guía de ondas principal y el auxiliar. Este debilitamiento depende de la forma y del número de orificios; su valor varía entre 10 y 30 dB.

En el acoplador direccional las relaciones de fases necesarias se conservan sólo en el caso, si la distancia entre los orificios sea exactamente igual a un cuarto de la longitud de onda de las oscilaciónes que se propagan en el guía de ondas. En consecuencia, las características técnicas del acoplador dependen de la frecuencia. Para el trabajo en la gama de frecuencias dada es necesario un juego de acopladores direccionales.

El empleo de acopladores direccionales permite medir prácticamente cualquier potencia transitoria. El error de medidas aumenta al separarse de la frecuencia central para la cual ha sido calculado el acoplador.

Método ponderomotriz

Las oscilaciones electromagnéticas poseen la propiedad de presión mecánica. Este fenómeno fue descubierto por el eminente científico ruso P. N. Lébedev en el año 1899. La presión de las oscilaciones electromagnéticas en la superficie reflectora es proporcional a la potencia de estas oscilaciones, en consecuencia, la escala de presión o el desplazamiento de cierto indicador ligado a esta presión puede graduarse en unidades de potencia.

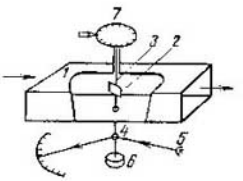


Fig. 8.10. Medidor ponderomotriz de potencia

En la fig. 8.10 se muestra esquemáticamente una de las posibles construcciones del medidor ponderomotriz de potencia. A través del guía de ondas *1* pasa el hilo de cuarzo *3* aproximadamente de 10 μm de diámetro, en el cual se fija la lámina metálica *2* en el interior del guía de ondas. Fuera del guía de ondas se instalan la escala *7* con el dispositivo de lectura graduado en grados, el espejo *4* y el amortiguador de oscilaciones *6*. La lámina se instala bajo el ángulo de 45° respecto a la dirección de la propagación de las oscilaciones electromagnéticas, lo que se toma como principio de la lectura. Bajo la acción de las oscilaciones electromagnéticas la lámina metálica gira y enrolla el hilo. El ángulo de giro se fija en la escala de medición por la posición del rayo de la fuente luminosa *5* reflejado del espejo.

Los medidores ponderomotrices de potencia tienen amplios límites de medida, es decir, desde cientos de partes de vatios hasta cientos de kilovatios, pequeña potencia consumida y se adaptan bien al objeto que se mide. También son inaccesibles a las sobrecargas, poco inerciales y la precisión de la medida que realizan éstos, es del orden del 1,5%. Sus defectos son: el aumento brusco del error durante la desadaptación, la sensibilidad a las sacudidas y la necesidad de alta precisión de la elaboración.

Método del reflectómetro

Se denomina reflectómetro a un segmento de una línea larga unida débilmente con la línea principal y cargado de los dos lados con resistencias iguales a la del guía de ondas. El reflectómetro representa en sí un acoplador direccional con cargas para una parte de la

energía ramificada de las ondas incidente y reflejada y con indicadores para efectuar su medición.

Los reflectómetros, lo mismo que los acopladores direccionales, por su construcción se dividen en reflectómetros de dos conductores, coaxiales y de guía de ondas, en dependencia de las frecuencias de explotación para las cuales ellos se destinan. Para la gama de ondas cortas y ultracortas los reclectómetros se construyen como una línea

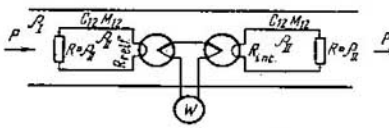


Fig. 8.11. Circuito principal del reflectómetro

de dos conductores (fig. 8.11), unida con la línea de transmisión principal mediante la capacidad distribuida C_{12} y la inductancia mutua M_{12}.

Si las resistencias de carga corresponden a la condición $R_0 = R_{con} = R = M_{12}/C_{12}\ \rho_I = \rho_{II}$, donde ρ_I y ρ_{II} son las impedancias de onda de las líneas (de la principal y del reflectómetro, respectivamente), entonces la corriente que circula por la resistencia R_{con} es proporcional a la corriente de la onda incidente, y la corriente que circula por la resistencia R_0 es proporcional a la corriente de la onda reflejada. Las resistencias R_{con} y R_0 son las resistencias de los precalentadores de los termoconvertidores, conectados al final de las líneas. La fuerza termoelectromotriz desarrollada en éstas es proporcional a la potencia de las ondas incidente y reflejada. Los termopares se conectan generalmente de modo que las fuerzas termoelectomotrices se dirigen una al encuentro de la otra y las indicaciones del microamperímetro son proporcionales a sus diferencias, es decir, a la potencia transitoria. En consecuencia, la escala del microamperímetro se puede graduar directamente en unidades de potencia.

Las características del reflectómetro, como en el acoplador direccional, dependen de la frecuencia. La precisión de la medida en la parte central alcanza del 1,5 al 2% y desciende bruscamente con la desviación de la frecuencia. El reflectómetro exige una adaptación meticulosa.

El método del reflectómetro tiene gran uso para las ondas cortas y ultracortas, por ejemplo, al medir la potencia en las líneas de alimentación de las estaciones de radiotransmisión. Esto se explica por los límites grandes de medida del reflectómetro, incluso hasta cientos de kilovatios, por la sencillez relativa de su construcción y lo principal, por la posibilidad de medir continuamente la potencia sin perturbar el régimen en que trabajan los dispositivos.

8.5. MEDIDA DE PEQUEÑOS NIVELES ENERGETICOS

Frecuentemente en la práctica de las medidas radioeléctricas se exige determinar pequeñas potencias de las señales de ruido o sinusoidales en la gama de frecuencias superelevadas. Tal problema surge al medir el ruido propio de los receptores de alta sensibilidad (por ejemplo, del sistema «Orbita»), el de los dispositivos alimentadores de antenas o los ruidos de origen desconocido, provenientes de ciertos lugares de la bóveda celeste. Si su potencia es superior a 10^{-12} W, entonces, efectúan la medida con ayuda de receptores de medición o de medidores de interferencias en la gama de frecuencias y sensibilidad correspondiente (capítulo 11). Mas si el nivel de la potencia medida es inferior al de los ruidos propios del dispositivo de medición, entonces se emplea el *método de modulación* de la medición en combinación con el método comparativo.

La esencia de este método consiste en que la señal a medir se modula en la entrada del dispositivo de medición con tensión sinusoidal de baja frecuencia e ingresa al receptor superheterodino de banda ancha con detector cuadrático. La señal rectificada, cuyo valor es proporcional al valor de la potencia de la señal en la entrada, después de ser detectada, pasa a través del amplificador selectivo de banda estrecha de baja frecuencia, sintonizado en la frecuencia de la tensión de modulación, y después al detector sincrónico. La tensión constante, desde la salida del detector ingresa al filtro de bajas frecuencias con tiempo constante que alcanza a décimas de segundos, y se registra con el instrumento de salida. La ganancia en sensibilidad se valora aproximadamente por la fórmula $Q = \sqrt{2\Delta f \tau}$, donde $2\Delta f$ es la banda pasante del instrumento hasta el detector; τ es la constante de tiempo del filtro de bajas frecuencias. Por ejemplo, si $2\Delta f = 8$ MHz y $\tau = 60$ s, entonces $Q \approx 22\,000$, es decir, la sensibilidad aumenta en 4 veces. Estos medidores de pequeños niveles energéticos de alta sensibilidad se denominan *radiómetros*. Para determinar el valor absoluto de la potencia medida, el radiómetro antes de cada medida unitaria se calibra por una potencia conocida, recibida del generador de calibración interno de señales de ruido.

La industria produce varios tipos de radiómetros para la gama de frecuencias desde 1 hasta 10 GHz con una sensibilidad por la potencia de 10^{-15} W. En calidad de ejemplo examinemos en forma un poco simplificada la construcción y el funcionamiento del medidor de baja potencia tipo П5-10 (P5-10). Este es un receptor de superheterodino que trabaja en la gama de frecuencias de 8,9 a 9,85 GHz. El radiómetro consta de 3 bloques: del de frecuencias superelevadas, del de indicador y del bloque de alimentación. El bloque de frecuencias superelevadas (fig. 8.12*a*) incluye dos canales de guía de ondas de entrada con conmutadores para la interrupción manual de las fuentes de las señales a medir y de calibración, tres osciladores de calibración de las señales de ruido, el modulador, el tubo de rectificación, los nodos del receptor superheterodino, es decir, el filtro de salida, el klistrón (oscilador local) y el mezclador. Todo el canal de frecuencia superelevada se realiza en las guías de ondas de secciones de 10×23 mm.

Para aumentar la precisión de la calibración se emplean tres generadores de calibración: térmico G_{ter}, en frío G_{fr} y de referencia G_{ref}. Las temperaturas de los generadores en frío y de referencia son iguales y próximas a la temperatura del medio circundante, y la temperatura del generador térmico G_{ter} siempre es 200° C mayor. El generador térmico G_{ter} representa en sí un oscilador térmico de ruido que da al canal de adaptación *1* una potencia $P = kT_{ter}2\Delta f$ W. Su calentamiento se lleva a cabo mediante el devanado *3* y el control de la temperatura, con los termopares y con el instrumento *4*. Con ayuda del conmutador C_1 al canal *1* puede conectarse sucesivamente: el generador de calibración térmico G_{ter}, el objeto de medida a través de la entrada *1* o el generador de calibración en frío G_{fr}. El objeto de medida o el generador de referencia G_{ref} se conectan al canal *2* mediante el conmutador C_2 por la entrada *2*. Al medir la señal que pasa por el canal *1*, el generador de referencia G_{ref} debe estar conectado al canal *2* para que la salida del modulador *5* no resulte abierta durante la conmutación del conmutador C_1.

Para establecer la marca 0 en la escala del instrumento de salida, el generador de calibración en frío G_{fr} se conecta al canal *1*. Para calibrar, se emplea el incremento de la potencia de la señal del generador de calibración térmico G_{ter}, igual a $P_{cal} = k(T_{ter} - T_{fr})\,2\Delta f = k\Delta T 2\Delta f$. Si la señal a medir ingresa a la entrada *1*, entonces en la salida obtenemos la potencia de la señal $P_{señ} = kT_{señ}2\Delta f$. La relación $P_{señ}/P_{cal} = T_{señ}/\Delta T$, y como ΔT es constante, entonces la salida se puede graduar en unidades de potencia. La variación de los límites de la medida se realiza cambiando la sensibilidad de todo el dispositivo con ayuda de los atenuadores *14* y *17* conectados en el canal de los amplificadores

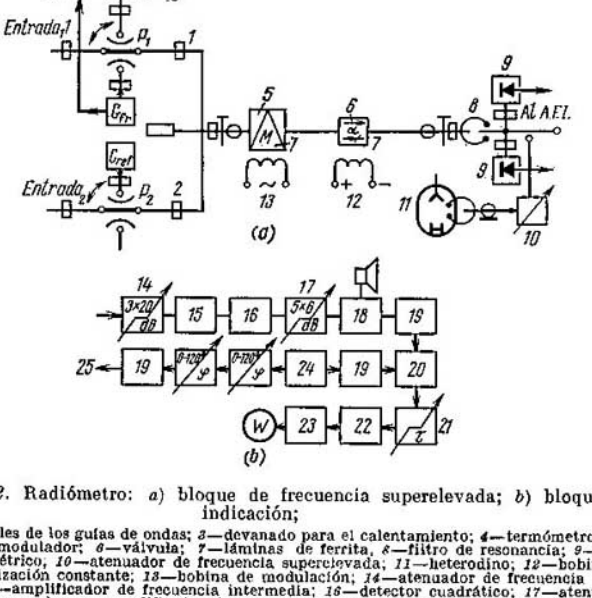


Fig. 8.12. Radiómetro: *a*) bloque de frecuencia superelevada; *b*) bloque de indicación;

1, 2—canales de los guías de ondas; *3*—devanado para el calentamiento; *4*—termómetro eléctrico; *5*—modulador; *6*—válvula; *7*—láminas de ferrita, *8*—filtro de resonancia; *9*—mezclador simétrico; *10*—atenuador de frecuencia superelevada; *11*—heterodino; *12*—bobina de premagnetización constante; *13*—bobina de modulación; *14*—atenuador de frecuencia intermedia; *15*—amplificador de frecuencia intermedia; *16*—detector cuadrático; *17*—atenuador de baja frecuencia; *18*—amplificador de baja frecuencia; *19*—amplificador de 22 Hz; *20*—detector sincrónico; *21*—filtro de baja frecuencia; *22*—amplificador de corriente continua; *23*—dispositivo registrador; *24*—generador de señal de modulación de 22 Hz; *25*—hacia la bobina de modulación

de frecuencias intermedia y baja. El debilitamiento total es de 95 dB, lo que permite medir la potencia de la señal de $3 \cdot 10^{-15}$ a 10^{-5} W.

El modulador *5* y el tubo rectificador *6* representan una estructura efectuada en un trozo de guía de onda circular. En éstos se emplea el efecto de rotación del plano de polarización de la onda electromagnética con las láminas de ferrita *7*, magnetizadas por los campos de las bobinas *13* y *12*.

La corriente alterna de 22 Hz que sale del oscilador de modulación *24*, circula por la bobina *13* y la corriente continua, por la bobina *12*. La corriente continua provoca la desconexión periódica de la señal de entrada a cuenta de la rotación de plano de polarización de su onda, es decir, la modulación, y la corriente continua crea un campo longitudinal continuo (magnético), debido al

cual en la válvula se realiza el debilitamiento suficiente de la potencia del generador *11* y del ruido de agitación térmico del filtro de alta frecuencia *8* en dirección al modulador y a los canales *1* y *2*. El filtro *8* hecho como resonador sintonizado cilíndrico de cavidad, garantiza el debilitamiento de la recepción por el canal de espejo.

El heterodino *11* trabaja en un klistrón de reflexión, cuya sintonización mecánica y eléctrica se realiza simultáneamente con una manija. La potencia del heterodino pue llega al mezclador se regula con el atenuador *10*. El mezclador simétrico *9* transforma las frecuencias de la señal y del heterodino en frecuencia intermedia de 60 MHz.

El bloque de indicación (fig. 8.12*b*) consta de un gran número de nodos, cuya función no exige explicación. La sintonización, la calibración y la medida se efectúan según las instrucciones adjuntas al instrumento.

El resultado de una medida unitaria de potencia de la señal se escribe en la siguiente manera: $P_{señ} = aA_{f.1}A_{f.b}\beta$ W, donde a es la indicación en la escala del instrumento de salida; $A_{f.1}$ y $A_{f.b}$ son los factores establecidos en las escalas correspondientes de los atenuadores *14* y *17* de frecuencia intermedia y baja, y β es el coeficiente de corrección de tabla del instrumento dado. El error de medida es de ± 5 dB. Para obtener tal error, el número de las medidas unitarias debe ser no menos de 10.

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿Cuáles son los métodos fundamentales de medir la potencia en las frecuencias altas y superelevadas?
2. ¿Qué diferencia hay entre los procedimientos de puente equilibrado y no equilibrado al medir la potencia por el método de termistor?
3. ¿Cuál es el principio de funcionamiento del acoplador direccional?
4. ¿Cómo se construye la cabeza de medida del guía de ondas?
5. ¿Qué es el bolómetro y el termistor?
6. ¿Cómo funciona el medidor calorimétrico de potencia?

9
Medida de los parámetros de las señales moduladas

9.1. NOCIONES GENERALES

En la técnica de comunicaciones, radiodifusión y teledifusión se emplean diferentes métodos de modulaciones, es decir, de amplitud, de frecuencia, de fase y de impulsos. Todas las oscilaciones moduladas son de altas frecuencias. Los tres primeros tipos de modulaciones la amplitud, la frecuencia o la fase de las oscilaciones cambian, según la ley de variación de la frecuencia de modulación. Durante la modulación de impulsos, la sucesión de éstos, especialmente los de forma rectangular, se llena por oscilaciones de altas frecuencias. La tensión de modulación, actuando sobre el impulso, puede modificar su altura (amplitud) (modulación de impulsos en amplitud MIA), su anchura (modulación por impulsos de anchura variable MIAV), así como su posición temporal o la fase (modulación en el tiempo o de fase del impulso MT o MFI). Se emplean otros tipos de modulaciones más complejos, por ejemplo, la modulación de impulsos codificados (MIC).

Según el carácter de la comunicación o de la radiodifusión, las frecuencias de modulaciones pueden ser diferentes: por ejemplo, durante la comunicación radiotelefónica, de 300 a 3400 Hz, durante la radiodifusión fónica de primera clase de 40 a 10 000 Hz, y durante la teledifusión de 2 a $6{,}5 \cdot 10^6$Hz. Para otros tipos de comunicación la frecuencia de modulación puede tener otros valores.

Las oscilaciones moduladas por la amplitud se caracterizan con *el coeficiente de modulación*, por la frecuencia, con *el índice de modulación*. Además, todas las ondulaciones moduladas se caracterizan

con *la profundidad de la modulación* que es igual a la relación del coeficiente dado o del índice de modulación respecto a la modulación máxima posible, que se toma por el 100 por ciento. Durante la modulación por impulsos es indispensable conocer los parámetros fundamentales de los impulsos y sus secuencias.

En el presente capítulo se estudian las medidas de señales fundamentales, moduladas por amplitud y por frecuencia, así como las mediciones de los impulsos indispensables para valorar la calidad de la modulación por impulsos.

9.2. MEDICIONES DURANTE LA MODULACION DE AMPLITUD

La expresión para la señal modulada con un tono sinusoidal tiene el aspecto

$$u = U\,(1 + M\,\mathrm{sen}\Omega t)\,\mathrm{sen}\,\omega t, \qquad (9.1)$$

donde U es la amplitud de la oscilación de alta frecuencia no modulada; $\omega = 2\pi f$; f es la frecuencia portadora; $\Omega = 2\pi F$, F es la frecuencia de modulación y M es el coeficiente de modulación.

El coeficiente de modulación numéricamente es igual a la relación de la variación de la amplitud ΔU de la señal de alta frecuencia durante la modulación respecto a su valor en ausencia de la modulación:

$$M = \Delta U/U. \qquad (9.2)$$

La variación máxima de la amplitud no debe superar su valor, por eso el coeficiente de modulación máximo no puede pasar de

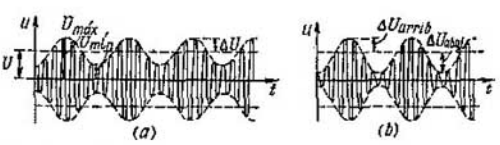


Fig. 9.1. Gráfico de oscilaciones moduladas en amplitud: *a*) durante la modulación simétrica; *b*) durante la modulación asimétrica

uno. En ausencia de la modulación $M = 0$. Generalmente, el coeficiente de modulación se expresa en tanto por ciento.

Durante la modulación de amplitud, el coeficiente y la profundidad de la modulación coinciden tanto por el sentido como por el valor.

En la fig. 9.1*a* se muestra el gráfico de la señal modulada correspondiente a la expresión (9.1). Del gráfico se deduce que

$$M = (U_{\text{máx}} - U_{\text{mín}})/(U_{\text{máx}} + U_{\text{mín}}). \qquad (9.3)$$

Las fórmulas (9.2) y (9.3) son justas sólo cuando la modulación es simétrica, es decir, si las variaciones de la amplitud respecto al valor medio son idénticos. En caso contrario, el coeficiente de modulación se mide separadamente «arriba» (fig. 9.1*b*):

$$M_{\text{arrib}} = \Delta U_{\text{arrib}}/U \qquad (9.4a)$$

y «abajo»:

$$M_{\text{abaj}} = \Delta U_{\text{abaj}}/U. \qquad (9\ 4b)$$

El coeficiente de modulación se mide por el método oscilográfico o por el método de detección doble.

El método oscilográfico se puede realizar con tres procedimientos: durante la exploración lineal, la sinusoidal y la elíptica.

Para determinar el coeficiente de modulación con el método oscilográfico durante la exploración lineal una señal modulada de alta frecuencia se transmite al canal de desviación vertical. Para esto, el generador de exploración interior debe estar conectado. La frecuencia de exploración se hace 2 ó 3 veces inferior a la frecuencia de modulación, y en la pantalla del oscilógrafo aparece el oscilograma de la señal modulada en forma de $u = f(t)$, semejante al representado en la figura 9.1. Al medir con ayuda de la rejilla de medida la desviación máxima del rayo $A = 2U_{\text{máx}}$ y la mínima $B = 2U_{\text{mín}}$, de acuerdo con la fórmula (9.3), tenemos

$$M = (A - B)/(A + B). \qquad (9.5)$$

Para obtener el oscilograma inmovil, el generador de exploración se sincroniza con la tensión de modulación.

Es cómodo determinar el coeficiente de modulación durante la exploración sinusoidal. Para esto se transmite al canal de desviación vertical la señal modulada de alta frecuencia y al canal de desviación horizontal, la tensión de modulación. En la pantalla del oscilógrafo aparece el oscilograma como una superficie luminosa de forma tra-

Fig. 9.2. Oscilogramas de oscilaciones moduladas durante la exploración sinusoidal: *a*) el desfasaje entre la envolvente de la señal modulada y la tensión de modulación es igual a cero; *b*) el desfasaje no es igual a cero; *c*) existe distorsión no lineal

pezoidal (fig. 9.2*a*). La inclinación de las rectas que limitan la superficie vienen a ser las figuras de Lissajous. Estas se forman a causa de la interacción de las envolventes de la señal modulada con la tensión de modulación cuando no hay desfasaje entre éstas. Las dimensiones A y B corresponden a la amplitud máxima y mínima

de la tensión modulada, por eso el coeficiente de modulación se calcula según (9.5).

Los oscilogramas pueden tener otra forma, por ejemplo, tal como en la figura 9.2*b*. Aquí la figura la limitan no las rectas, sino las elipses, lo que se explica con la aparición de un desfasaje entre las envolventes de la señal modulada y la tensión de modulación. El coeficiente de modulación se calcula en este caso lo mismo que antes, sólo las dimensiones A y B se determinan por las secantes a los puntos de desviación máxima del rayo. El oscilograma representado en la figura 9.2*c* evidencia la presencia de distorsiones no lineales en la señal modulada. Determinar el valor de estas distorsiones por el oscilograma es imposible.

Al procedimiento de exploración sinusoidal frecuentemente lo denominan procedimiento de trapecio, por el aspecto de la figura 9.2*a*, que se obtiene en la pantalla del oscilógrafo cuando no existen distorsiones ni desfasaje.

Para determinar el coeficiente de modulación usando procedimiento de la exploración elíptica, se transmite la señal modulada a través del circuito divisor de fase (fig. 3.15) a las dos entradas del oscilógrafo con el generador de exploración conectado. En la pantalla aparece una figura luminosa en forma de elipse cuyas dimensiones exteriores e interiores dependen de la profundidad de la modulación de la señal a medir. El coeficiente de modulación se calcula por la fórmula (9.5).

El método oscilográfico es sencillo, demostrativo y cómodo. Se emplea durante el control e investigación de los generadores o de los transmisores si la modulación en éstos se efectúa con una tensión sinusoidal en la gama de frecuencias vocales dadas. Las frecuencias portadoras se limitan con la banda pasante de los amplificadores del oscilógrafo empleado. El coeficiente de modulación que puede medirse por este procedimiento sin ninguna limitación es desde 0 hasta 100 por ciento; también se observa claramente la sobremodulación. El error de medida con este método es considerable (del 8 al 10%); éste depende de la calidad del enfoque de la imagen en la pantalla del oscilógrafo y de la meticulosidad con que se miden las dimensiones A y B.

Para las frecuencias de modulación correspondientes a frecuencias vocales o musicales, es cómodo observar en la pantalla del oscilógrafo las señales moduladas durante la exploración lineal, es decir, en función del tiempo, pero es imposible realizar las medidas a causa del continuo movimiento del oscilograma complejo.

El método de detección doble se emplea para medir el coeficiente de modulación en el proceso de radiotransmisión. Su esencia consiste en que las señales moduladas de alta frecuencia primero se detectan con el detector lineal y después con el de cresta, ambos resultados de la detección se miden. Durante la detección lineal en la carga se crea una tensión de baja frecuencia, correspondiente a la envolvente de la señal modulada y una tensión constante correspon-

diente al valor medio de la señal modulada, es decir, a la tensión U de frecuencia portadora (fig. 9.3*a*). La tensión U se mide con ayuda del indicador de aguja. La tensión alterna de baja frecuencia ingresa al voltímetro de cresta con entrada cerrada, cuya indicación es proporcional a la amplitud de esta tensión, es decir, a ΔU. El coeficiente de modulación M se determina por la fórmula (9.2).

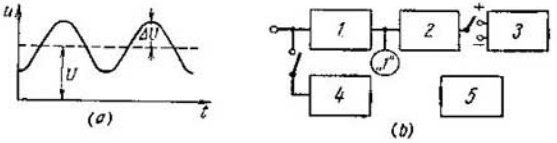


Fig. 9.3. Medición del coeficiente de modulación por el método de detección doble: *a*) envolvente de la señal después de la detección lineal; *b*) circuito estructural del medidor de la modulación C2-12;
1—voltímetro lineal; *2*—amplificador de baja frecuencia; *3*—voltímetro de cresta; *4*—antena artificial; *5*—rectificador

Practicamente la tensión U siempre se establece en cierta constante, en «unidad convencional» y la escala del voltímetro de cresta se gradúa directamente en valores de M.

Se producen medidores de modulación de amplitud para la gama de frecuencias portadoras de 80 kHz a 1500 MHz y para las frecuencias de modulación de 50 Hz a 500 kHz. Estos medidores por clasificación pertenecen al subgrupo C, es decir, a los instrumentos para observar e investigar la forma y el espectro de las señales, al tipo 2 y se designan C2...

En calidad de ejemplo veamos el circuito estructural (fig. 9.3*b*) y algunas características técnicas del medidor del coeficiente de modulación de amplitud C2-12. En el circuito se prevé la posibilidad de variar la polaridad de la conexión del voltímetro de cresta, lo que permite medir el coeficiente de modulación «hacia arriba» y «hacia abajo».

Características técnicas

Gama de frecuencias portadoras	de 150 kHz a 30 MHz
Gama de frecuencia de modulación	de 30 a 15 000 Hz
Límites de medida del coeficiente de modulación:	
"hacia arriba"	del 10 al 110%
"hacia abajo"	del 10 al 100%
Error fundamental de medida	±3%
Tensión de entrada:	
en altas frecuencias	desde 1 hasta 30 V
en bajas	desde 9,5 hasta 15 V
Irregularidad de la característica de frecuencia	±0,25 dB
Potencia consumida	50 W

El instrumento entra en la composición del medidor de índicos de calidad de los transmisores de radiodifusión CK2-13.

9.3. MEDICION DURANTE LA MODULACION DE FRECUENCIA

El sistema de modulación de frecuencia posee una alta estabilidad, por eso se emplea en la radiodifusión de alta calidad para ondas ultracortas, en el acompañamiento sonoro de las transmisiones de televisión y también en las líneas hertzinas y satélites de enlace. Las señales con modulación de frecuencia se caracterizan por el índice de modulación de frecuencia m_f y por la inclinación máxima de la frecuencia portadora f_d, desviación de frecuencia.

Si la modulación se efectúa con una tensión sinusoidal de frecuencia F, entonces la expresión para la señal con modulación de frecuencia tiene el aspecto

$$u = U \operatorname{sen} (\omega_0 t + m_f \operatorname{sen} \Omega t), \tag{9.6}$$

donde U es la amplitud de la oscilación de alta frecuencia; $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 es la frecuencia alta (portadora) antes de la modulación; $\Omega = 2\pi F$

$$m_f = \omega_d/\Omega = f_d/F. \tag{9.7}$$

La desviación de la alta frecuencia durante la modulación es proporcional a la amplitud de la tensión de modulación U_F:

$$f_d = aU_F. \tag{9.8}$$

En la práctica de las medidas radioeléctricas y especialmente en las condiciones de explotación se mide la desviación f_d. El índice de modulación de la frecuencia durante la modulación con tensión de una frecuencia se determina por la fórmula (9.7).

La desviación de la frecuencia «hacia arriba» y «hacia abajo» se puede medir con varios métodos; el más simple de éstos y por eso el más difundido es el método del *desmodulador de frecuencia*. Su esencia consiste en que las señales moduladas en frecuencia se transforman en moduladas de amplitud, después se detectan con el detector de amplitud, como resultado de lo cual se obtiene una tensión proporcional a la tensión de frecuencia de modulación. Esta tensión se mide con el voltímetro de cresta, conectado a la salida del modulador de amplitud. La escala del voltímetro de cresta, como se deduce de la expresión (9.8), se puede graduar directamente en unidades de distorsión de frecuencia, es decir, en kilohertzios.

Las señales con modulación de frecuencia se transforman en tensión de baja frecuencia con el desmodulador de frecuencia, cuyo circuito y principio de acción se estudian en el curso dedicado a los dispositivos de receptores de radio. Aquí debe señalarse sólo la exigencia de la alta calidad de los circuitos del desmodulador de frecuencia y sobre todo la estabilidad de su sintonización lo que es necesario para disminuir el error de medida.

En la industria se producen instrumentos para medir la desviación de la frecuencia con frecuencias portadoras desde 500 kHz hasta 10 GHz y con límites de medida desde 2 Hz hasta 800 kHz. El error de medida con estos instrumentos es de ±5 a 10%. Los medidores de la desviación de frecuencia pertenecen al subgrupo C, tipo 3 y se designan por C3...

Tomemos como ejemplo el circuito estructural y las características técnicas del medidor de desviación de frecuencia C3-4. En esencia, este instrumento es un receptor de señales con modulación de frecuencia con instrumentos para la lectura directa de los valores de la desviación de la frecuencia a medir (fig. 9.4).

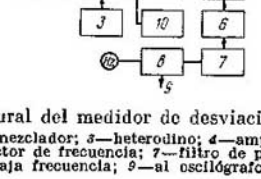


Fig. 9.4. Circuito estructural del medidor de desviación de la frecuencia C3-4: *1*—atenuador de entrada; *2*—mezclador; *3*—heterodino; *4*—amplificador de frecuencia intermedia; *5*—limitador; *6*—detector de frecuencia; *7*—filtro de paso bajo; *8*—amplificador de baja frecuencia; *9*—al osciló grafo

La señal modulada en frecuencia ingresa a través del atenuador al mezclador, en el cual la frecuencia portadora se transforma en intermedia. La señal aumenta en el amplificador de frecuencia intermedia hasta el nivel necesario para el trabajo normal del limitador de amplitud, cuya tensión de entrada se controla por el voltímetro. La señal, después de la limitación ingresa al desmodulador de frecuencia, cuya tensión de salida es proporcional a la desviación de la frecuencia, luego pasa a través del filtro de baja frecuencia, se amplifica y se mide con el voltímetro de cresta. La escala del último se gradúa en unidades de desviación, es decir, en kilohertzios. El desmodulador de frecuencia y toda la parte del instrumento que mide se controla con ayuda de un calibrador interno.

Características técnicas

Gama de frecuencias	de 20 a 250 MHz
Límites de medida de la desviación de frecuencia	de 1 a 75 kHz
Error fundamental de medida	±6%
Tensión de entrada	no menor de 30 mV
Alimentación de la red de corriente continua con una tensión de	220 V+5% —10%
Potencia consumida	175 V·A
Dimensiones exteriores	350×510×410 mm
Masa	no mayor de 35 kg

Un gran interés presenta el medidor combinado de desviación y de modulación de amplitud CK3-26. Con ayuda de este instrumento pueden medirse no sólo la desviación de la frecuencia de la señal con modulación de frecuencia o el coeficiente de modulación de la señal con modulación de frecuencia, sino también las frecuencias parásitas de la señal con modulación de frecuencias y la modulación de amplitud de la señal con modulación de frecuencia.

Características técnicas

Gama de frecuencias	de 10 a 500 MHz
Gama de frecuencias de modulación	de 50 a 20 000 Hz
Tensión de entrada	desde 30 hasta 100 mV
Resistencia de entrada	50 Ω
Límites de medida de la desviación de la frecuencia	0—3, 0—10, 0—30, 0—100, 0—150 kHz
Error de medida	5%
Límite de medida del coeficiente de modulación de amplitud	0—3, 0—10, 0—30, 0—100%
Error de medida (M es la magnitud medida)	0,05 M + 0,5%
Dimensiones exteriores	360 × 175 × 375 mm
Masa	15 kg

9.4. MEDICIONES DURANTE LA MODULACION POR IMPULSOS.

Conceptos fundamentales

Los impulsos se dividen en radioimpulsos y videoimpulsos. Los últimos se producen con generadores de impulsos o se forman en los dispositivos radiotécnicos. Los radioimpulsos se crean en generadores y dispositivos de radiotransmisión a causa de la influencia

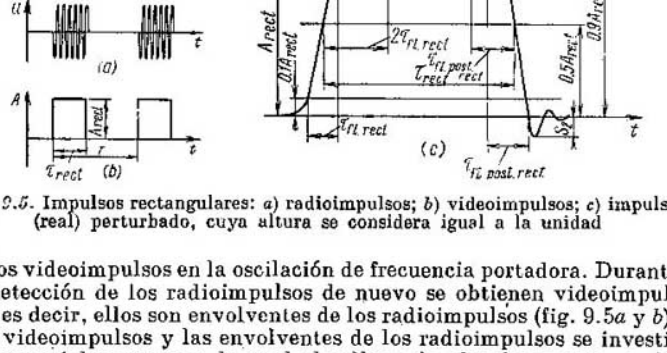


Fig. 9.5. Impulsos rectangulares: *a*) radioimpulsos; *b*) videoimpulsos; *c*) impulso (real) perturbado, cuya altura se considera igual a la unidad

de los videoimpulsos en la oscilación de frecuencia portadora. Durante la detección de los radioimpulsos de nuevo se obtienen videoimpulsos, es decir, ellos son envolventes de los radioimpulsos (fig. 9.5*a* y *b*). Los videoimpulsos y las envolventes de los radioimpulsos se investigan especialmente para lo cual el relleno de alta frecuencia se elimina mediante la detección. La forma de los impulsos que pasan a través de diferentes circuitos radioeléctricos y dispositivos, prácticamente se cambian y en general pueden tener el aspecto mostrado en la fig. 9.5*c*.

Para determinar la calidad y los parámetros de la modulación de impulsos y de los dispositivos de impulsos, es indispensable saber caracterizar cuantitativamente estos impulsos y su secuencia. En la práctica se encuentran impulsos rectangulares, trapezoidales, triangulares, exponenciales y de Gauss en forma de campana. La mayor difusión la obtuvieron los impulsos de forma rectangular, por eso a continuación se estudiarán las características y los parámetros sólo de estos impulsos.

Los impulsos rectangulares se caracterizan por la altura A_{rec}, la duración τ_{rec} y por la frecuencia de repetición (fig. 9.5*b*). La forma del impulso rectangular después de pasar el circuito eléctrico varía un poco (fig. 9.5*c*) y para caracterizarlo se introducen los parámetros deformados: $\tau_{fl.\ rect}$ es la duración del flanco, $\tau_{fl.\ p.rect}$ es la duración del flanco posterior, S_1 es el sobresalto de cúspide, S_2 es el sobresalto de pausa y δ_{rect} es la irregularidad del vértice. La altura del impulso distorsionado se encuentra mediante la prolongación de la parte plana de la cresta hasta la intersección con el flanco. Se denomina duración del impulso al intervalo de tiempo en el transcurso del cual el impulso supera la mitad de su altura. Se denomina duración del flanco al intervalo de tiempo en el transcurso del cual el impulso varía su altura desde 0,1 hasta 0,9; frecuentemente $\tau_{fl.\ rect}$ se determina en tanto por ciento desde la duración del impulso τ_{rect}.

A veces la duración del flanco se denomina tiempo de arranque del impulso. Este tiempo lo valoran con la pendiente del flanco S_{fl} que caracteriza la velocidad de acrecentamiento del último. Para el impulso presentado en la figura 9.5*c*,

$$S_{fl} = 0{,}8A_{rect}/\tau_{fl.\ rect}. \qquad (9.9)$$

Para el impulso rectangular ideal $S_{fl} = \infty$. Las determinaciónes de la duración del decrecimiento de las sobremodulaciones en la cresta y en la pausa y de la irregularidad de la cresta se ven claramente en la figura 9.5*c* y no exigen explicaciones. Advertimos que por definición se considera impulso rectangular el que tiene la duración de la parte plana de la cresta mayor de 0,7 de su duración.

Medida de la altura, la duración y relación de repetición de los impulsos

En la práctica de la radiotécnica se tiene que operar con impulsos cuya altura es desde unidades de milivoltios hasta decenas de kilovoltios. Los métodos de medir tales impulsos se exponen en el capítulo 1. Los impulsos de altura menor de algunos centésimos de voltios se miden preferentemente con ayuda de osciló grafos. Con éstos se puede determinar no sólo la altura, sino el valor instantáneo de la tensión en cualquier punto del impulso que se calcula por la sensibilidad conocida del osciló grafo, o por su tensión de calibración

(capítulo 3) o mediante la comparación con otra tensión medida con un voltímetro de precisión.

Durante la medida de impulsos de corriente, primero éstos se transforman en impulsos de tensión. Para esto se conecta al circuito por el cual se transmite el impulso de corriente, una resistencia auxiliar con un pequeño valor nominal en la cual se mide la caída de tensión. El valor nominal de la resistencia auxiliar debe ser significativamente menor que la resistencia del circuito al cual ésta se conecta, para que no perturbe su régimen y no distorcione la forma de los impulsos.

El error en la determinación de la tensión es del 5 al 10% y depende de la linealidad de la desviación del rayo eléctronico por la vertical y de la calidad de su enfoque. La linealidad de la desviación del rayo se empeora en los límites de la pantalla del oscilógrafo, por eso el error resulta menor si el oscilograma se encuentra en el centro de la pantalla y su tamaño no supera la mitad de su diámetro.

Las duraciones de los impulsos empleados en los dispositivos radiotécnicos son extraordinariamente variadas, por eso se debe medir los intervalos de tiempo desde unidades de segundos hasta unidades de nanosegundos. Las medidas se realizan fundamentalmente con el método oscilográfico y con el método de cálculo discreto.

El método oscilográfico se realiza con el procedimiento de marcas de calibrado o con el procedimiento de comparación con el período, cuya duración es conocida.

El procedimiento de marcas de calibrado consiste en que la duración del impulso o de sus flancos se determina por el número de marcas en el oscilograma, producidas por el calibrador de duración del oscilógrafo. Este procedimiento es apto para los impulsos de cualquier forma y con cualquier relación de sucesión, si para la medida se emplea un oscilógrafo con exploración de bloqueo.

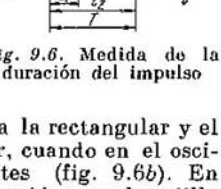


Fig. 9.6. Medida de la duración del impulso

El procedimiento de comparación con un período conocido se emplea en el caso, si la forma de los impulsos es próxima a la rectangular y el factor de forma de ellos es pequeño, es decir, cuando en el oscilograma se ven bien dos impulsos adyacentes (fig. 9.6*b*). En este caso las distancias $l_1 = \tau_{rect}$ y $l_2 = T_{rect}$ se miden por la rejilla de medida, los datos obtenidos permiten calcular la duración del impulso por la fórmula $\tau_{rect} = T_{rect} l_1 / l_2$.

La medida de la duración de los impulsos con el método de cálculo discreto se estudia en el apartado de medida de los intervalos de tiempo.

La relación de repetición de los impulsos generalmente oscila desde algunas decenas de hertzios hasta decenas de kilohertzios. Ella se mide más simple y cómodamente con el método de compara-

ción que se reduce a lo siguiente. A la entrada del canal de desviación vertical del oscilógrafo se trasmite una tensión de sucesión de impulsos, la frecuencia de repetición de la cual se debe medir; y a la entrada del canal de desviación horizontal se transmite la tensión del generador de frecuencia de ruido. El generador de exploración interno debe estar desconectado. La frecuencia del generador de ruido se aumenta gradualmente desde la frecuencia más baja hasta que en la pantalla aparece la imagen estable de un impulso. La frecuencia del generador de ruido correspondiente a esta imagen, es igual a la frecuencia de repetición de los impulsos.

La exactitud de la medida se determina con la exactitud de la graduación de la escala de frecuencia del generador. Si la exactitud admisible de la medida es de 2%, se puede usar un frecuencímetro que trabaja por el principio de carga y descarga del condensador (ver apartado 4.4).

Medida de los intervalos de tiempo

La duración de los intervalos entre dos impulsos es una importante característica de muchos procesos de impulsos, es decir, de la modulación de impulso, de la telemetría, de la radiolocalización, de los impulsos de sincronización en la televisión, etc. La duración de estos intervalos está situada en los límites desde partes de microsegundos hasta varios milisegundos y a veces hasta unidades de segundos. Dicha duración se mide fundamentalmente con el método oscilográfico y con el método de cálculo discreto. El método oscilográfico, generalmente, se efectúa con ayuda de marcas de calibración o de exploración en espiral.

En el primer caso, los impulsos cuyo intervalo es necesario medir, se transmiten a la entrada del canal de desviación vertical del oscilógrafo. La frecuencia de exploración se elige tal para que en la pantalla del oscilógrafo sean visibles ambos impulsos. Después se conecta el calibrador de duración que produce las marcas, la duración de las cuales se conoce exactamente. Por el número de marcas dispuestas entre los impulsos, se determina el intervalo de tiempo entre éstos. El error de medida por este método es menor mientras mayor es la distancia entre los diferentes impulsos en la pantalla del oscilógrafo, mientras más cortas son las marcas y mientras más exacta es su calibración. El error relativo en la calibración de los instrumentos especiales para medir intervalos de tiempo, comparado con la duración de las marcas, es de $\pm 3 \cdot 10^{-4}$.

Comparativamente mayores son los intervalos de tiempo que se miden con ayuda de la *exploración en espiral*. Esta última prolonga la trayectoria del rayo en la pantalla del oscilógrafo en varias decenas de veces. El proceso de medición consiste en lo siguiente. Cuando no hay señal el tubo de rayos catódicos está cerrado y la exploración no trabaja. El primer impulso que determina el principio del cómputo del intervalo de tiempo, pone en funcionamiento la exploración en espiral y crea el impulso de alumbrado que ingresa al modulador, es decir, el tubo se abre. El segundo impulso correspondiente al final del intervalo a medir suspende la exploración y produce el alumbrado, es decir, el tubo se cierra. La duración del intervalo de tiempo se determina por el número de espiras de la exploración en espiral (fig. 9.7) en la pantalla del oscilógrafo. La duración de una espiral es exactamente conocida, ya que el generador de exploración circular del cual se obtiene la espiral, se estabilize obligatoriamente con un resonador de placa de cuarzo. Por ejemplo, con la frecuencia del generador de estabilización, igual a 100 kHz, la duración de una espiral es de 10 μs, y si el número de espiras es igual a 30, entonces el intervalo entre los impulsos es de 300 μs.

Cuando es necesario medir intervalos de tiempo aún mayores, la exploración en espiral se efectúa con retardo. La tensión de retardo se introduce después de varias vueltas de la espiral y suspende la exploración en un tiempo exactamente conocido, después del cual la exploración continúa. En este caso el intervalo de tiempo se determina con la suma de la duración de las vueltas visibles de la espiral y del retardo, el valor del cual se registra de la escala de su conmutador.

Para la comodidad de medir y también para disminuir los errores en el circuito anódico del tubo de rayos catódicos se introduce una tensión de marcas, creadas con un generador separado. Debido a esto en la espiral aparecen pequeños dientes (fig. 9.7*b*), la distancia entre los cuales es igual al período de la tensión de marcas. Así, si la frecuencia del generador es igual a 5 MHz, entonces el intervalo entre las marcas es de 0,2 μs.

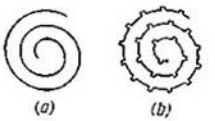


Fig. 9.7. Medida del intervalo entre los impulsos con ayuda de la exploración sinusoidal: *a*) por el número de espiras; *b*) por las marcas de tiempo

Si se observa el intervalo de tiempo de un proceso periódico la medida se puede realizar visualmente. Para medir con más exactitud el intervalo de tiempo entre los impulsos aislados es necesario fotografiar el oscilograma. Para este fin los medidores de los intervalos de tiempo se pertrechan con fotoadaptadores. El mecanismo de obturación del aparato fotográfico se dirige con un dispositivo electromecánico sincronizado con el lanzamiento de la exploración. Para la medida de los intervalos de tiempo se emplean tubos de rayos catódicos con luminiscencia residual.

La medida de los intervalos de tiempo con el *método de cálculo discreto* no se diferencia en lo principal de la medida de la duración del período (pág. 189). En el transcurso del intervalo a medir el selector deja pasar los impulsos del oscilador a cristal al dispositivo de cómputo electrónico. El intervalo de tiempo se determina por el número de impulsos que pasan y por su duración.

Exactamente de la misma manera se mide también la duración de los impulsos. El selector se abre y se cierra con impulsos de corta duración, que coinciden con el principio y con el final del impulso. La exactitud en la medida es mayor, mientras más grande es la duración del intervalo de tiempo y mientras superior es la velocidad de cómputo. En los medidores modernos de grandes intervalos de tiempo el error es de ±0,01%.

La industria produce instrumentos que trabajan por el principio del método oscilográfico o del de cálculo discreto que garantizan todas las medidas de impulsos necesarias, que se encuentran en la práctica de la radiotécnica y electrotécnica. Estos instrumentos por clasificación pertenecen al subgrupo И, por ejemplo, И 2... — medidor de los intervalos de tiempo, И 3... — contadores del número de los impulsos, И 4... — medidores de los parámetros de los impulsos.

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿Qué es el coeficiente de modulación de amplitud?
2. ¿En qué consiste el proceso de medida del coeficiente de modulación de amplitud con el método oscilográfico durante la exploración sinusoidal?
3. ¿En qué consiste la esencia de la medida del coeficiente de modulación de amplitud por el método de detección doble?
4. ¿De qué depende la profundidad de la modulación de frecuencia?
5. ¿Qué relación existe entre el índice de modulación de frecuencia m_f y el de desviación de la frecuencia f_d?
6. ¿Por qué la escala del voltímetro electrónico del medidor de la desviación de la frecuencia se puede graduar en unidades de frecuencia?
7. ¿Con qué procedimientos se puede medir la duración del impulso?

10
Medida de las distorsiones no lineales

10.1. NOCIONES GENERALES

En los dispositivos radioeléctricos se usan ampliamente los elementos con características voltios-amperios no lineales, tubos electrónicos, transitores, bobinas de inductancia con núcleos ferromagnéticos y otros. Al transmitir la señal sinusoidal de frecuencia f a la entrada del dispositivo que contienen tales elementos, en su salida aparece la señal de forma compleja que se puede representar como suma de componentes continuos del primer armónico fundamental de frecuencia f y de los armónicos superiores con frecuencia $2f$, $3f$ . . . (fig. 10.1*a*).

Las amplitudes de los armónicos disminuyen rápidamente al aumentar su número, por eso prácticamente determinantes son sólo el segundo y el tercer armónico, rara vez el quinto.

Al transmitir a la entrada del dispositivo dos señales sinusoidales con frecuencias f_1 y f_2 en su salida, además de los componentes armónicos anteriormente enumerados, surgen nuevos con frecuencias combinadas tipo $nf_1 \pm mf_2$, donde n y $m = 1, 2, 3, \ldots$ (fig. 10.1*b*). Aún más complejo resulta el cuadro cuando actúan varias señales sinusoidales sobre los dispositivos no lineales. Con otras palabras, la forma de la señal que pasa a través del dispositivo no lineal varía. La variación de la forma de la tensión o de la corriente en el dispositivo no lineal se denomina *distorsión no lineal*. Los componentes armónicos superiores y los combinados se denominan *productos de la no linealidad*. Cuanto mayor sea el valor de estos productos en com-

paración con el primer armónico o con la señal en general, tanto mayor será la no linealidad y la distorsión no lineal.

Las distorsiones no lineales se miden con dos métodos, con el armónico y el combinado. Empleando el método armónico, se trans-

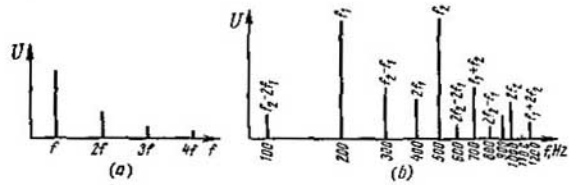


Fig. 10.1. Ejemplos de espectros de la señal de salida del dispositivo que contiene elementos no lineales durante la transmisión a su entrada: *a*) de una señal sinusoidal; *b*) de dos señales sinusoidales

mite una señal de forma sinusoidal a la entrada del objeto a investigar; mediante el combinado, se transmiten dos o tres señales de diferentes frecuencias.

10.2. METODO ARMONICO

El método armónico se efectúa por dos procedimientos: mediante el análisis de los componentes armónicos y la supresión de la tensión de frecuencia fundamental.

La distorsión de la señal se caracteriza cuantitativamente por el *coeficiente de armónicos* que representa en sí la relación del valor medio cuadrático (efectivo) de la tensión de la suma de todos los armónicos de la señal, a excepción del primero, respecto al valor medio cuadrático de la tensión del primer armónico:

$$K_{\text{arm}} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}/U_1 \ . \qquad (10.1)$$

Para calcular el coeficiente de armónicos es necesario medir la tensión de cada armónico separadamente y sustituir los resultados obtenidos en la fórmula (10.1). Estas medidas se realizan con ayuda de los aparatos que se denominan *analizadores de armónicos* (fig. 10.2*a*).

El analizador de armónicos representa en sí un dispositivo de alta selectividad que permite separar y medir sucesivamente las amplitudes y las frecuencias de los componentes armónicos de la señal no sinusoidal. Este se construye según el circuito superheterodino (fig. 10.2*b*). La señal de entrada llega a una de las entradas del mezclador, y la tensión del heterodino, a la otra. El heterodino tiene una sintonización gradual. La tensión pasa de la salida del mezclador al amplificador ultraselector de banda estrecha, sintonizado en la frecuencia fija f_0, a la salida del cual se conecta un voltímetro electrónico.

La medida se realiza del siguiente modo. La tensión a investigar se transmite a la entrada del analizador, y el heterodino se sintoniza progresivamente. Si la frecuencia f_h del heterodino es más alta que la frecuencia fija f_0 de sintonización del amplificador, entonces en la

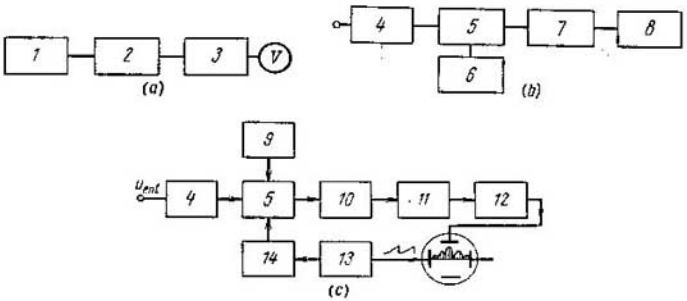


Fig. 10.2. Circuitos estructurales de medida de los componentes armónicos de la señal a examinar: *a*) general; *b*) analizador de armónicos; *c*) analizador de espectros;

1—generador de tensión sinusoidal; *2*—objeto a experimentar; *3*—analizador de armónicos; *4*—dispositivo de entrada; *5*—mezclador; *6*—heterodino con sintonización gradual; *7*—amplificador de banda estrecha; *8*—voltímetro electrónico; *9*—calibrador; *10*—amplificador de frecuencia intermedia; *11*—detector; *12*—amplificador de corriente continua; *13*—generador de exploración; *14*—generador de exploración de frecuencia

salida del último surgirán tensiones siempre que se cumpla la condición

$$f_h - nf = f_0, \qquad (10.2)$$

donde f es la frecuencia fundamental de la señal a investigar y $n = 1, 2, 3 \ldots$ son los números de armónicos.

Por ejemplo, se investiga una señal sinusoidal con frecuencia fundamental $f = 1000$ Hz; la frecuencia fija de sintonización del amplificador $f_0 = 50$ kHz. La tensión en la salida del amplificador surgirá en las frecuencias de sintonización del heterodino: $f_{h.1} = f_0 + f = 51$ kHz del primer armónico; $f_{h.2} = f_0 + 2f = 52$ kHz del segundo armónico, etc.

El voltímetro electrónico mide el valor absoluto o relativo de la tensión de todos los componentes. El heterodino se efectúa de modo que su tensión de salida queda invariable en toda la gama de frecuencias de explotación del analizador, por eso la tensión de salida del amplificador de frecuencia fija es proporcional sólo a la tensión del armónico correspondiente de la señal de entrada. Para determinar la frecuencia de cada componente armónico de la tensión a investigar, la escala del heterodino se gradúa en valores de la diferencia de las frecuencias $f_h - f_0$. El bloque principal del analizador de armónicos es el amplificador de banda estrecha, en el cual como circuitos ultraselectores se emplean filtros de cuarzo.

Según la clasificación, los analizadores de armónicos pertenecen al subgrupo C, tipo 5 y se designan por C5...

En calidad de ejemplo se citan las breves características técnicas del analizador armónico C5 — 3A:

Gama de frecuencias	de 10 Hz a 20 kHz
Banda pasante del amplificador:	
estrecha (con filtro de cuarzo)	6 Hz
amplia	200 Hz
Error de medida de frecuencia:	
para la banda estrecha	$\pm 1\% + 5$ Hz
para la banda amplia	$\pm 1\% \pm 30$ Hz
Gama de tensiones de entrada	de 30 μ V a 30 V
Error relativo de medida de la amplitud	$\pm (0{,}5 - 1{,}0)$ dB
Resistencia de entrada	100 kΩ y 600 Ω
Dimensiones exteriores (portátil)	$508 \times 337 \times 405$ mm
(incorporado)	$300 \times 480 \times 345$ mm
Masa	35 kg

El indicador es un aparato de aguja y registrador.

El trabajo con el analizador de armónicos es laborioso y poco productivo. Para acelerar la determinación de las distorsiones no lineales y de la composición espectral de la señal se emplean *analizadores de espectros* (también se denominan espectrógrafos). El analizador de espectros es un dispositivo panorámico automático, mediante el cual puede observarse el espectro de la señal a investigar en la pantalla del tubo de rayos catódicos. En la fig. 10.2*c* se muestra el circuito estructural más difundido del analizador de espectros. La señal a investigar ingresa a través del dispositivo de entrada al mezclador, al cual se le suministra la tensión del generador de exploración de frecuencia. La variación lineal de la frecuencia en el tiempo se efectúa mediante la tensión en diente de sierra del generador de exploración. Por eso la desviación del rayo electrónico por la horizontal es proporcional a la variación de la frecuencia, y el eje horizontal es el eje de las frecuencias. En la salida del mezclador se forman tensiones de diferentes frecuencias. Los componentes, cuyas frecuencias están en los límites de la banda pasante del amplificador de frecuencia intermedia, se amplifican, se detectan, se amplifican con el amplificador de banda ancha e ingresan a las placas de desviación del tubo de rayos catódicos. Por consecuencia, la desviación del rayo por la vertical es proporcional a la potencia de cierta banda estrecha del espectro de la señal a investigar.

El calibrador se destina a crear marcas de frecuencias en la pantalla del tubo. Estas permiten determinar la frecuencia de los componentes del espectro.

Según la clasificación, los analizadores del espectro pertenecen al subgrupo C, tipo 4 y se designan C4...

En calidad de ejemplo citemos una descripción breve y las características técnicas del analizador de espectros C4 — 34. Este aparato sirve para la observación visual y la medida de los componentes espectrales de las señales eléctri-

cas periódicas y de ruidos. El espectro que se examina, se presenta en escala logarítmica para la exploración y para mayor precisión, en escala lineal. Con ayuda del analizador pueden medirse distorsiones no lineales de las tensiones de salida de los amplificadores, de los generadores y de otros cuadrípolos activos. El analizador se puede emplear también como voltímetro selectivo.

En la banda de exploración de 20 kHz pueden emplearse tres regímenes: la desviación automática continua, el paso automático momentáneo de la banda de exploración y el reajuste manual de frecuencia. En la banda de exploración de 200 kHz se prevé sólo el régimen manual de trabajo.

Características técnicas

Gama de frecuencias	de 20 Hz a 200 kHz
Banda de exploración	0,2; 1; 4; 20; 200 kHz
Banda pasante en el nivel de 3 dB	5, 30, 150 y 3000 Hz
Sensibilidad	30 μV
Señal de entrada máxima	100 V
Intervalo dinámico	60 dB
Error de medida de amplitud	de 0,5 a 2 dB
Resistencia y capacidad de entrada	50 kΩ y 4 MΩ; 100 pF
Tiempo del análisis (duración de la exploración)	19, 16, 13 y 17 s
Dimensiones exteriores	480 × 440 × 440 mm
Masa	49 kg

En la práctica de las medidas radioeléctricas, para determinar rápidamente las distorsiones no lineales de la señal, se usa ampliamente *el procedimiento de supresión de la tensión del primer armónico*. La distorsión en este caso se caracteriza por la relación media cuadrática (efectiva) de la tensión la suma de los armónicos de la señal respecto a la tensión de toda la señal:

$$K'_{\text{arm}} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2} / \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \ldots + U_n^2}. \quad (10.3)$$

En presencia de pequñas distorsiones no lineales (menores que el 15%), la diferencia entre los valores de K_{arm} y K'_{arm} es despreciablemente pequeña, siendo las distorsiones grandes, es necesario calcular K'_{arm} a base de K_{arm} por la fórmula

$$K_{\text{arm}} = K'_{\text{arm}} / \sqrt{1 - K'^2_{\text{arm}}}. \quad (10.4)$$

Para suprimir el primer armónico de la señal pueden emplearse circuitos de resonancia o en puente en T o bien juegos de filtros. Sin embargo, los de mayor uso son los amplificadores selectivos que se instalan en el aparato, denominados *medidores de las distorsiones no lineales*. La sintonización gradual del amplificador garantiza la supresión de cualquier frecuencia en la gama de frecuencias de explotación de instrumento. Según la clasificación, los medidores de las distorsiones no lineales pertenecen al subgrupo C, tipo 6 y se designan por C6...

En la fig. 10.3*a* se muestra un circuito estructural simplificado de un medidor de distorsiones no lineales. El dispositivo de entrada está destinado para adaptar la resistencia de entrada del instrumento con la resistencia de salida de la fuente de la tensión a investigar.

El amplificador de banda ancha garantiza la amplificación de las señales débiles hasta el valor necesario para el funcionamiento normal del instrumento. Su banda pasante incluye una gama de frecuencias que abarca la frecuencia de explotación inferior hasta los valores quintuplos o septuplos de las frecuencias superiores, en las cuales se miden las distorsiones no lineales. Las respuestas de frecuencia, en fase y de amplitud del amplificador en esta banda son lineales.

El amplificador-selector suprime la tensión de frecuencia fundamental de la señal a investigar y deja pasar sus componentes armónicos superiores sin debilitarlos (fig. 10.3b). Como sistema selectivo

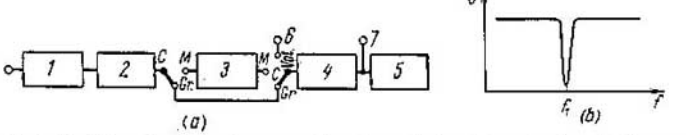


Fig. 10.3. Medidor de distorsiones no lineales: *a*) circuito estructural; *b*) características de frecuencia del amplificador selector;

1—dispositivo de entrada; *2*—amplificador de banda ancha; *3*—amplificador-selector; *4*—amplificador del voltímetro; *5*—voltímetro; *6*—entrada al voltímetro; *7*—salida hacia el osciló grafo

aquí se emplea un circuito RC, análogo al del circuito de puesta en fase, empleado en los generadores de circuito RC. Este se conecta al circuito reactivo, debido a lo cual las propiedades selectivas de tales amplificadores son mayores que las de los amplificadores con circuitos LC. El amplificador se sintoniza gradualmente en la frecuencia de supresión con el condensador variable del circuito RC e irregularmente conmutando sus resistencias.

Para medir la tensión de salida de los amplificadores se emplean voltímetros de valor medio cuadrático, ya que sus indicaciones son proporcionales a la tensión de entrada independientemente de la forma de la última.

Antes de medir, es necesario calibrar el instrumento. Para esto se pone el conmutador en la posición K (calibración) (fig. 10.3*a*) y la tensión de la salida del amplificador de banda amplia se recibe continuamente en el voltímetro. La tensión de la señal, para la medida dada, se establece invariable, cómoda para observar y calcular. Su valor coincide con el del denominador de la expresión (10.3) y se toma por el 100%.

El conmutador durante la medida debe encontrarse en la posición I. La tensión de frecuencia fundamental de la señal en el proceso de sintonización del amplificador selectivo se suprime. El voltímetro recibe la tensión de todos los armónicos superiores y su indicación coincide con el numerador de la expresión (10.3). La suma de las tensiones de todos los armónicos superiores puede ser menor que la tensión de toda la señal en varios centésimos de veces; por eso

en el voltímetro se prevé la posibilidad de regular la sensibilidad en grandes límites. La relación de las magnitudes medidas multiplicada por 100, da el valor del coeficiente de los armónicos en tanto por ciento. La escala del voltímetro se gradúa en unidades de tensión, o sea, en voltios o en decibelios.

Para la observación visual de la forma de la señal o de sus componentes armónicos superiores después del amplificador selectivo se prevé una salida al osciló grafo. Al comparar los oscilogramas durante la calibración y durante la medida, se puede determinar fácilmente si son los armónicos pares o los impares los que provocan las distorsiones.

El medidor de distorsiones no lineales puede emplearse como simple voltímetro de valor medio cuadrático. En este caso, se transmite la tensión a medir a los bornes de entrada del amplificador del voltímetro y se coloca el conmutador en la posición «B».

El medidor de distorsiones no lineales puede medir las tensiones de ruidos propios de los dispositivos a investigar, tanto en unidades absolutas como en relativas. Para medir el valor absoluto de las tensiones de ruido, por ejemplo del amplificador de baja frecuencia, se cortocircuita la entrada del último y los bornes de salida se conectan con la entrada del voltímetro del medidor de la distorsión. La indicación del voltímetro coincide con la tensión de ruidos propios del amplificador.

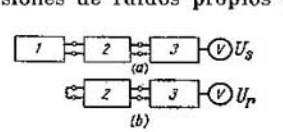


Fig. 10.4. Medida de los ruidos:
1—generador de tensión sinusoidal; 2—objeto a experimentar; 3—medidor de las distorsiones no lineales

Al medir la relación señal/ruido (fig. 10.4*a*), se transmite a la entrada del dispositivo a investigar una señal, cuyo nivel garantiza la tensión de salida requerida $U_{señ}$, que se fija con el voltímetro del medidor de las distorsiones no lineales en la posición de «Calibración». Después se toma la señal de entrada, se cortocircuitan los bornes de entrada (fig. 10.4*b*) y la indicación del voltímetro corresponde con la tensión de ruido U_r. Por estas dos indicaciones se calcula la relación señal/ruido en tanto por ciento en decibelios.

Las distorsiones no lineales se miden en los límites desde décimas partes del por ciento hasta el 100%. El error de medida es bastante alto y depende fundamentalmente de la exactitud de la sintonización del amplificador-selector en la frecuencia de supresión. La menor inexactitud de la sintonización conduce a la aparición de un resto de tensión de la frecuencia fundamental en su salida, y las indicaciones del voltímetro aumentan rápidamente. Para la sintonización precisa del amplificador se prevé el equilibrio adicional de su circuito *RC*. Al sintonizar meticulosamente el amplificador por el mínimo de la indicación del voltímetro, el error de medida en la posición del conmutador «Medición» se determina graduando la escala del indicador de aguja del voltímetro. Generalmente el voltí-

metro de valor medio cuadrático se realiza en una cadena de diodos (pág. 66), y por eso su graduación no supera el 4%. El error del medidor de las distorsiones no lineales no es menor del 5%.

Como ejemplo, citamos las características técnicas fundamentales del medidor de distorsiones no lineales C6-1A:

Gama de frecuencias	de 20 Hz a 20 kHz
Límites de medidas de las distorsiones no lineales	del 0,1 al 100%
Error de medida	±5%
Tensión de entrada	de 100 mV a 100 V
Resistencia de entrada	1,0 y 0,1 MΩ; 5 kΩ; 600 y 150 Ω
Límites de medidas con el voltímetro de tensión alterna y de ruidos	de 1 mV a 100 V
Error de medida de la tensión	±4%
Gama de frecuencias de las tensiones y de ruidos a medir	de 20 Hz a 100 kHz
Dimensiones exteriores	525 × 210 × 340 mm
Masa	22 kg

10.3. METODO DE COMBINACION

Al medir el coeficiente de armónicos por el método armónico se transmite a la entrada del objeto a investigar una señal sinusoidal de una frecuencia. Sin embargo, en la práctica, sobre la entrada de los amplificadores, moduladores y de otros dispositivos de baja frecuencia actúan simultáneamente tensiones de varias frecuencias. Estas frecuencias, actuando recíprocamente, provocan la aparición de productos de la no linealidad, no sólo como armónicos superiores, sino también en calidad de frecuencias de combinación.

En este caso es necesario tener en cuenta que la interacción de las frecuencias bajas con las altas y entre sí provoca más productos de la no linealidad que las altas entre sí y con las bajas. Por eso la unión entre la percepción auditiva de la señal compleja distorsionada y el coeficiente de armónicos medida por el método armónico no es unívoca e indeterminada. Además, incluso las distorsiones que surgen por la interacción entre las frecuencias bajas con las altas y las altas con las bajas son diferentes.

Para valorar con mayor precisión la no linealidad de algún dispositivo se emplea el método de combinación, con el cual a la entrada del dispositivo a investigar se transmiten simultáneamente dos señales de medición [1]) con frecuencias f_1 y f_2. Según la relación de estas frecuencias entre ellas, en la salida del dispositivo aparecen los productos de no linealidad de diferentes tipos. Al ser las frecuencias próximas relativamente, estas frecuencias son fundamentales, sus armónicos y frecuencias de combinación son tipo $nf_1 \pm mf_2$. En la figura 10,5*b* se muestra el ejemplo del espectro al actuar

[1]) El método de combinación puede efectuarse también por la acción de tres señales de medición, de los espectros discontinuos y continuos.

sobre un dispositivo no lineal de dos tensiones con frecuencias de 9200 y 9500 Hz teniendo en cuenta sólo la frecuencia diferencial. Siendo la diferencia de las frecuencias grande, surgen productos de la no linealidad semejantes a las frecuencias laterales de las oscilaciones moduladas en frecuencias (fig. 10.5a). Aquí $f_1 = 50$ Hz, $f_2 = 1000$ Hz.

Para determinar la acción de los componentes de bajas frecuencias de la señal compleja sobre los de alta frecuencia, es decir, el grado de la no linealidad en las frecuencias inferiores de la gama, se transmiten simultáneamente a la entrada del amplificador la

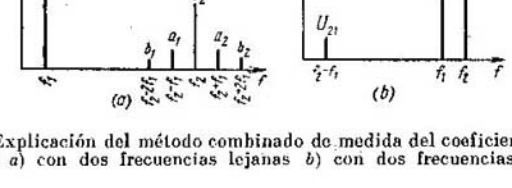


Fig. 10.5. Explicación del método combinado de medida del coeficiente de la no linealidad: *a*) con dos frecuencias lejanas *b*) con dos frecuencias próximas;

señal de medición de baja frecuencia f_1 con una amplitud notoria y la de alta frecuencia f_2 con menor amplitud. En su salida aparecen oscilaciones con frecuencias f_1 y f_2 y sus combinaciones: $f_2 \pm f_1$, $f_2 \pm 2f_1$, etc.

En la fig. 10.5*a* se muestran los componentes de combinación y las frecuencias fundamentales con los ejemplos de las relaciones de sus amplitudes. Estas componentes se miden con el analizador de armónicos, y según los datos obtenidos, se determina el valor de las distorsiones de combinación:

$$K_{c.a} = \sqrt{(a_1 + a_2)^2 + (b_1 + b_2)^2 + \ldots}/U_2, \qquad (10.5)$$

donde a_1, a_2, b_1, b_2, etc. son las amplitudes de las frecuencias de combinación y U_2 es la amplitud de la señal de alta frecuencia.

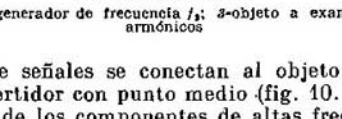


Fig. 10.6. Circuito estructural de medida de las distorsiones no lineales con el método combinado:
1—generador de f_1; *2*—generador de frecuencia f_2; *3*-objeto a examinar; *4*—analizador de armónicos

Las fuentes de señales se conectan al objeto que se investiga a través del convertidor con punto medio (fig. 10. 6). Para determinar la influencia de los componentes de altas frecuencias sobre los de bajas, es decir, el grado de la no linealidad en la parte superior

de la gama, a la entrada del amplificador se transmiten dos señales con diferentes amplitudes y con frecuencias próximas f_1 y f_2 que corresponden al límite de alta frecuencia de la banda pasante del amplificador a investigar. Estas frecuencias deben diferenciarse una de la otra en 100 ó 200 Hz. En la salida del amplificador aparece la frecuencia de combinación f_{21}, que es igual a la diferencia de las frecuencias $f_2 - f_1$ (fig. 10.5b).

Las distorsiones de combinación se determinan en este caso por la fórmula:

$$K_{c.a} = U_{21}/(U_1 + U_2), \qquad (10.6)$$

donde U_1, U_2, U_{21} son las amplitudes de los componentes de la señal de salida, medidas con el analizador de armónicos.

Los coeficientes que caracterizan la linealidad del objeto a medir, obtenidos con diferentes métodos y procedimientos y calculados por las fórmulas (10.3), (10.5) y (10.6), no son confrontables el uno con el otro ni con la percepción auditiva de la distorsión. Por ejemplo las distorsiones no lineales en las frecuencias vocales medias son prácticamente imperceptibles al oído, para el coeficiente de armónicos $K_{arm} \leqslant 2\%$; notorios pero soportables para $K_{arm} \leqslant 10\%$ y considerables para $K_{arm} > 10\%$; en las frecuencias límites de la gama, estos valores serán otros. En el caso del método de combinación de medida, las distorsiones son imperceptibles al oído, para $K_{c.a} < 10\%$ si $f_1 < 100$ Hz y son intolerables para $K_{c.a} > 3\%$ si la diferencia de las frecuncias $f_2 - f_1 > 400$ Hz.

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿Cuál es el circuito estructural del medidor de las distorsiones no lineales?
2. ¿En qué consiste el principio de funcionamiento del analizador de espectros?
3. ¿Por qué en los medidores de las distorsiones no lineales se emplean voltímetros de valores medios cuadráticos?
4. ¿En qué consiste la causa principal del error de medida de las distorsiones no lineales mediante el procedimiento de supresión de la tensión de frecuencia fundamental?
5. Confronte los procesos de medida de las distorsiones no lineales con ayuda de un analizador de armónicos, de un analizador de espectros y de un medidor de las distorsiones no lineales y haga la conclusión respecto a la utilidad del empleo de uno y otro aparato en dependencia de las exigencias a la calidad y de la rapidez de medidas.

11

Medida de la intensidad del campo electromagnético y de las perturbaciones radiofónicas

11.1. NOCIONES GENERALES

En la práctica de la radiotécnica frecuentemente se tiene que determinar el diagrama de directividad de las antenas el carácter de la propagación de la energía electromagnética irradiada a lo largo de la superficie terrestre, el radio de acción de la estación de radio, la presencia de irradiaciones parásitas de los dispositivos de radiotransmisión y la calidad del blindaje, descubrir y medir las perturbaciones radiofónicas y etc. en relación con esto es necesario saber medir la intensidad del campo electromagnético.

La intensidad del campo electromagnético se caracteriza con el vector **B** (W/m^2) de densidad del flujo energético con el vector **E** (V/M) de intensidad del campo eléctrico y con el vector **H** (A/m) de intensidad del campo electromagnético. En cualquier punto del espacio, donte existe un campo de energía electromagnética se tienen los componentes **E** y **H**. Los tres vectores son perpendiculares el uno al otro (fig. 11. 1) y numéricamente están unidos entre sí mediante las siguintes relaciones:

$$B = EH \tag{11.1}$$

$$H = E/120\pi \tag{11.2}$$

$$E = \sqrt{120\pi B}. \tag{11.3}$$

Es evidente que la potencia P del flujo de energía que pasa a través de cierta superficie S;

$$P = BS. \tag{11.4}$$

De las expresiones (11.1) — (11.4) se deduce que para la obtención de la característica del campo electromagnético puede medirse el valor de cualquier vector. Prácticamente lo más cómodo es medir la intensidad del campo electromagnético. El se expresa en voltios por metro, milivoltios por metro o en microvoltios por metro.

En la antena que se encuentra en el campo electromagnético de onda plana y situado en paralelo al vector E del campo electromagnético, se induce una f.e.m.:

$$\mathcal{E} = E h_{efec}, \qquad (11.5)$$

donde h_{efec} es la altura efectiva de la antena.

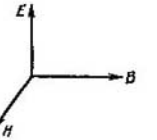


Fig. 11.1. Disposición relativa de los vectores que caracterizan el campo electromagnético

El valor de h_{efec} para cualquier construcción de antena se determina mediante cálculos y por eso es conocido y el valor $\mathcal{E}$ se mide con un voltímetro o con ayuda de un amperímetro. Por estos datos se calcula la intensidad de campo.

La determinación de la intensidad del campo eléctrico por la tensión a medir en la salida de la antena resulta cómoda para la banda de ondas largas, medias y cortas. En las bandas de ondas métricas y decimétricas hasta 30 cm es cómodo medir la corriente en la antena, y en las ondas menores a 30 cm, la potencia. De las expresiones (11.3) y (11.4) se deduce que la intensidad del campo eléctrico se puede calcular por la potencia medida en la carga adaptada de la antena de recepción si se conoce su superficie efectiva S:

$$E = \sqrt{\frac{120\pi P}{S}}. \qquad (11.6)$$

Según la intensidad del campo, su intensidad se mide con diferentes dispositivos. Para medir los campos intensos próximos a la fuente de radiación, se emplean indicadores de campo, que habiendo necesidad, se pueden construir individualmente.

Para medir los campos débiles, se emplean instrumentos especiales, medidores de la intensidad del campo, intensímetros y receptores de medición, y para la medición de la tensión de las perturbaciones y las intensidades de campo de las perturbaciones, medidores especiales de perturbaciones.

Según la clasificación, todos estos dispositivos pertenecen al subgrupo II.

11.2. INDICADORES DE CAMPO

Los indicadores de campo constan de la antena de medida y de un instrumento para medir en esta antena la tensión, corriente o potencia. En calidad de antena de medida puede emplearse cualquier antena, cuyas características son conocidas. Prácticamente en la

gama de ondas largas, medias y cortas se emplean antenas de cuadros, en la gama de ondas métricas y decimétricas dipolos de media onda y en la gama de ondas centimétricas, antenas de cono invertido. A veces se emplean antenas de varilla sencillas.

En la fig. 11. 2a se muestra el circuito de un indicador de campo con *antena de cuadro*. La antena de cuadro, cuadrada o circular, consta de N espiras de alambre aislado, el número de los cuales depende de la gama de frecuencias, para la cual ésta se predestina.

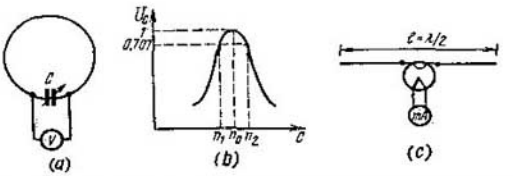


Fig. 11.2. Indicadores de campo: *a*) con antena de cuadro; *b*) con dipolo de media onda

Para que la antena represente en sí un sistema con parámetros concentrados su frecuencia propia debe ser mayor que la frecuencia de trabajo máxima en 8 ó 10 veces. El condensador variable sirve para sintonizar todo el indicador en la frecuencia de la estación de radio, cuya intensidad se mide en el momento dado.

La medida se realiza del siguiente modo. La antena de cuadro se sintoniza y orienta en el máximo de recepción. En este caso se registra la indicación del voltímetro, es decir, la tensión en el condensador en el momento de la resonancia:

$$U_C = I_{res} X_C = \frac{\mathscr{E}}{R_{f.e}} \frac{1}{\omega C_0}, \qquad (11.7)$$

donde I_{res} es la corriente de la antena durante la resonancia; $R_{f.e}$ es la resistencia óhmica de la antena en la frecuencia de explotación f; $\omega = 2\pi f$; C_0 es la capacidad del condensador variable durante la resonancia.

Al sustituir en esta ecuación la fórmula (11.5) y resolviéndola respecto a la intensidad del campo E, obtenemos

$$E = U_C R_{f.e} \omega C_0 / h_{efec}. \qquad (11.8)$$

La altura efectiva de la antena de cuadro será tanto mayor, cuanto mayor sea su superficie S, el número de espiras N y cuanto menor sea la longitud onda λ, en la cual se efectúa la medida:

$$h_{efec} = 2\pi SN/\lambda. \qquad (11.9)$$

Al sustituir el valor de h_{efec} en la expresión (11.8), simplificando 2π y reemplazando el producto de la frecuencia por la

longitud de onda por la velocidad de la luz $\lambda f = c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s, obtenemos finalmente:

$$E = 3 \cdot 10^8 U_C R_{f.e} C_0 / SN. \qquad (11.10)$$

Aquí U_C se expresa en voltios; $R_{f.e}$, en óhmios; C_0, en faradios, S, en metros cuadrados y E, en voltios por metro.

La fórmula (11.10) es justa sólo en el caso, si la resistencia óhmica del voltímetro electrónico introducida a la antena de cuadro es despreciablemente pequeña en comparación con la resistencia óhmica $R_{f.e}$ de la misma antena. Si la resistencia $R_{f.e}$ y el valor absoluto de la capacidad C_0 son incógnitos, la intensidad del campo se puede determinar por el valor del factor de calidad de la antena de cuadro:

$$Q_c = 1/\omega C_0 R_{f.e}. \qquad (11.11)$$

Al sustituir esta expresión en la fórmula (11.8), obtenemos:

$$E = U_C / h_{efec} Q_c. \qquad (11.12)$$

El factor de calidad de la antena de cuadro se halla fácilmente en el proceso de medida, para lo cual es necesario marcar tres lecturas en la escala del condensador variable: durante la resonancia, n_0 y a ambos lados de ella, n_1 y n_2, con indicaciones idénticas de U_{C1} del voltímetro (fig. 11, 2a). El valor del factor de calidad se calcula por la fórmula:

$$Q_c = \frac{n_1 + n_2}{n_2 - n_1} \sqrt{\frac{U_C^2 - U_{C_1}^2}{U_{C_1}^2}}. \qquad (11.13)$$

Si ponemos el valor de $U_{C1} = 0{,}707\ U_C$, entonces el radicando se transforma en unidad y la fórmula (10.12) se reduce al siguiente aspecto:

$$E = U_C (n_2 - n_1) / h_{efec} (n_1 + n_2). \qquad (11.14)$$

En la industria se producen antenas de cuadros de medición, calculadas en una gama de frecuencias de 0,15 a 30 MHz, que se cubre con cuatro antenas.

El indicador de campo con *dipolo de media onda* (fig. 11. 2b) trabaja del siguiente modo. En el espacio entre los brazos del vibrador, es decir, en el vientre de corriente se conecta el calentador del termomiliamperímetro, la resistencia R_{ter} del cual es conocida. La resistencia del dipolo de media onda es constante e igual a $R_\Sigma \approx$ $\approx 73\Omega$. De tal modo, la f. e. m. inducida en la antena, se encuentra fácilmente multiplicando la indicación de I del termomiliamperímetro por la suma de la resistencia R_{ter} y R_Σ. Dividiendo el valor de la f.e.m. por la altura efectiva (la longitud) del dipolo de media onda

$$h_{efec} = \lambda/\pi \qquad (11.15)$$

encontramos la intensidad del campo eléctrico

$$E = \pi I\,(73 + R_{\text{ter}})/\lambda. \qquad (11.16)$$

El dipolo de media onda durante las medidas debe estar orientado al máximo de recepción. Este se puede situar tanto horizontal como verticalmente según la orientación del vector **E**.

Los dipolos de media onda se emplean en la gama de frecuencias de 150 a 1000 MHz. Ellos se realizan de tubos que se insertan el uno en el otro para posibilitar la variación de la longitud de la antena.

En el intervalo de frecuencias de 30 a 150 MHz, donde las antenas de cuadros son demasiado pequeñas, y los dipolos excesivamente grandes se emplean antenas verticales de varillas simples. Si la longitud de la altura del vástago l es cinco o más veces menor que la longitud de ondas de trabajo, entonces su altura efectiva no depende de la frecuencia y es aproximadamente igual a la mitad de su longitud:

$$h_{\text{efec}} \approx l/2. \qquad (11.17)$$

El indicador de campo para la gama de ondas centimétricas, consta de una antena de cono invertido, de su atenuador de guía de ondas, generalmente tipo de absorción, y del dispositivo de medición. Este último se fabrica en un detector de cristal y en un

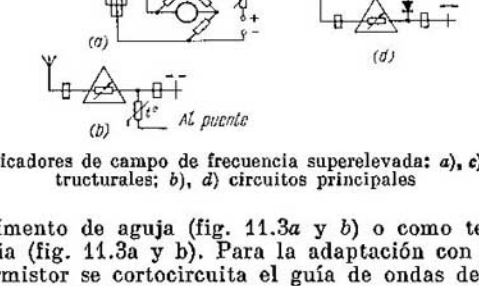


Fig. 11.3. Indicadores de campo de frecuencia superelevada: *a*), *c*) circuitos estructurales; *b*), *d*) circuitos principales

microamperímento de aguja (fig. 11.3*a* y *b*) o como termistor de baja potencia (fig. 11.3a y b). Para la adaptación con el detector o con el termistor se cortocircuita el guía de ondas del indicador con el émbolo móvil.

El indicador con detector de cristal permite realizar sólo medidas relativas, al mismo tiempo la indicación del instrumento de aguja se mantiene constante y la intensidad del campo se determina por las indicaciones de la escala del atenuador. El indicalor con medidor termistor de potencia permite determinar el valor absoluto de la intensidad de campo de la expresión (11.6). Al sustituir

el valor de la potencia media en esta expresión, se debe considerar su debilitamiento con el atenuador en la entrada del indicador.

Si no se conoce la superficie efectiva S de la antena, se le puede calcular por la fórmula:

$$S = G\lambda^2/4\pi, \qquad (11.18)$$

donde G es la amplificación de la antena en potencia en comparación con el radiador isótropo; λ es la longitud de onda, en la cual se realiza la medida[1]).

La intensidad de los campos se mide con los indicadores, cuya intensidad es mayor que decenas de mV/m; el error de medida es del 30 al 40%. Las causas fundamentales de los errores en la medida con los indicadores con antenas de cuadros consisten en la presencia del efecto de antena de cuadro a causa de su capacidad a tierra y de la orientación y sincronización inexacta del cuadro; con los indicadores con vibradores, en la influencia que la superficie terrestre y el operador ejercen en éste, así como en la orientación inexacta del vibrador; con los indicadores de antenas en cono invertido, en la inexactitud de la medida de la potencia, la presencia de desadaptación y determinación inexacta de la superficie efectiva o del coeficiente de amplificación de la antena en cono invertido.

11.3. INTENSIMETROS Y RECEPTORES DE MEDICION

Para medir pequeñas intensidades de campo se construyen dispositivos especiales, es decir, medidores de la intensidad del campo y receptores de medición. Estos dispositivos representan en sí radioreceptores superheterodinos sensibles con voltímetro electrónico en la salida y un atenuador en el canal de frecuencia intermedia, y a veces en la salida. Para disminuir el error se calibra la escala del instrumento de salida, por la tensión del generador de ruido interno antes de cada medición.

Si tal instrumento se complementa con antenas de medición, entonces él es medidor de la intensidad del campo. Sin las antenas, éste por esencia cumple el papel de voltímetro selectivo y se denomina receptor de medición. Los medidores de la intensidad del campo por clasificación pertenecen al subgrupo II, tipo 3 y se designan por II 3... y los receptores de medición, al subgrupo II, tipo 5 y se designan por II 5...

En la fig. 11.4 se muestra un circuito estructural simplísimo de la intensidad del campo.

---

[1]) El coeficiente de amplificación de la antena, si es necesario, se puede medir con uno de los procedimientos que se exponen, por ejemplo, en el libro de A. Z. Fradin y E. V. Rizhcov «Medida de los Parámetros de los Dispositivos Alimentadores de Antena» (M. «Comunicación» 1972, pág. 262).

El proceso de medida se divide en tres etapas: sintonización preliminar, calibración y medida. Para la sintonización se conecta una antena a la entrada del medidor de la intensidad del campo, y él se sintoniza en la frecuencia de la estación de radio, la intensidad del campo de la cual se mide. La sintonización se determina por la indicación máxima del voltímetro de salida ante valores

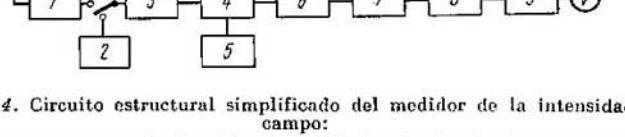


Fig. 11.4. Circuito estructural simplificado del medidor de la intensidad del campo:

1—atenuador *1*; *2*—generador de ruido; *3*—amplificador de ultraaltas frecuencias; *4*—mezclador; *5*—heterodino; *6*—atenuador 2; *7*—amplificador de frecuencia intermedia; *8*—detector; *9*—amplificador de baja frecuencia

libres de las magnitudes de debilitamiento del atenuador de entrada y en el canal de frecuencia intermedia. Esta sintonización es necesaria para la posterior calibración del medidor de la intensidad del campo en la frecuencia de trabajo.

El proceso de calibración consiste en que a la entrada del amplificador de alta frecuencia se transmite la tensión conocida del generador de ruido y regulación de amplificación por la alta frecuencia en ausencia de atenuación en el canal de frecuencia intermedia la aguja del voltímetro de salida se establece en una división convencional. Con esto la amplificación de todo el receptor se lleva a un valor conocido K.

Después de la calibración se desconecta el generador de ruido, se conecta la antena, y con la regulación de la atenuación de los atenuadores de frecuencias altas e intermedias se establece la aguja del voltímetro de salida en una posición cómoda para la lectura. Ya que la escala del último se gradúa en los valores de la tensión de salida del amplificador de alta frecuencia, entonces su indicación

$$U = Eh_{\text{efec}}K\alpha_1\alpha_2 \qquad (11.19)$$

donde α_1 y α_2 son los coeficientes de debilitamiento de los atenuadores.

De aquí la intensidad del campo

$$E = U/h_{\text{efec}}K\alpha_1\alpha_2. \qquad (11.20)$$

Los valores de h_{efec} y de K son conocidos para cada frecuencia, por eso la determinación de E no tiene dificultades.

El error de medida de la intensidad del campo alcanza un 30%. Esto se explica por las mismas causas que en los indicadores de campo.

11.4. MEDIDORES DE LAS PERTURBACIONES RADIOFONICAS

Las fuentes de perturbaciones radiofónicas son las líneas de transporte de energía que trabajan en los dispositivos eléctricos industriales, científicos, médicos y los aparatos industriales de alta calidad, en los motores de los tranvías, trolebuses y trenes eléctricos, en los motores de combustión interna, en los letreros luminosos, en los aparatos electrodomésticos, en los radioreceptores y en los televisores.

Todas estas fuentes y sus semejantes crean perturbaciones en calidad de campos electromagnéticos de diferentes frecuencias e intensidad, que actuando en la antena de recepción dificultan el trabajo de los receptores de radiodifusión, de televisión, de comunicación y localización, la realización de las medidas y otras investigaciones.

El nivel de las perturbaciones se determinan fundamentalmente midiendo la tensión entre los bornes de la fuente de las perturbaciones y su cuerpo, y en caso de imposibilidad de medida de la tensión, con la intensidad del campo.

La tensión perturbadora se mide con ayuda de un medidor de perturbaciones, que por clasificación pertenece al subgrupo П, tipo 4 y se designa por П4... El circuito estructural del medidor de las perturbaciones es semejante al del medidor de la intensidad del campo y al receptor de medición estudiado anteriormente. La diferencia consiste en que las perturbaciones en la mayoría de los casos tienen carácter de impulsos y su percepción auditiva será tanto más difícil, cuanto sea más corta su duración, el voltímetro de salida debe reaccionar ante los valores de cresta de la tensión y el tiempo de carga y descarga del circuito detector debe corresponder a las particularidades fisiológicas del oído humano. Con otras palabras la aguja del instrumento de salida debe desviarse con la acción de las perturbaciones semejantes a la percepción auditiva de hombre. Tales detectores se denominan casi de crestas. Los detectores casi de crestas son fundamentales para los medidores de las perturbaciones pero, además de ellos, se emplean también detectores de valores medios, de cresta y medio cuadrático.

Al haber un juego de tales detectores pueden medirse con ayuda de un medidor de perturbaciones la intensidad del campo de las estaciones de radio y las tensiones de las señales de impulsos y senusoidales. La variación del tipo de trabajo se realiza fácilmente con la conmutación de los detectores.

En la actualidad se elaboran y se ponen en circulación medidores de perturbaciones de I y II clase, que recubren una gama de frecuencias desde 10 kHz hasta 1000 MHz. En la tabla 11.1 se dan las características técnicas fundamentales del medidor de la intensidad del campo y de las perturbaciones, y en la fig. 11.5, su circuito estructural.

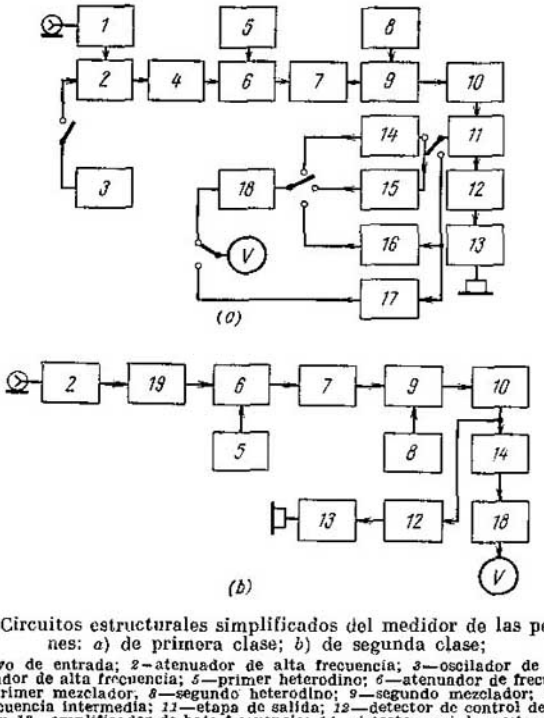


Fig. 11.5. Circuitos estructurales simplificados del medidor de las perturbaciones: *a*) de primera clase; *b*) de segunda clase;

1—dispositivo de entrada; *2*—atenuador de alta frecuencia; *3*—oscilador de calibración; *4*—amplificador de alta frecuencia; *5*—primer heterodino; *6*—atenuador de frecuencia intermedia; *7*—primer mezclador, *8*—segundo heterodino; *9*—segundo mezclador; *10*—amplificador de frecuencia intermedia; *11*—etapa de salida; *12*—detector de control de las frecuencias audibles; *13*—amplificador de baja frecuencia; *14*—detector casi de cresta; *15*—detector de valor intermedio; *16*—detector de cresta; *17*—convertidor cuadrático; *18*—amplificador de frecuencia intermedia; *19*—circuito de entrada

Los medidores de las perturbaciones se calibran por las tensiones de ruidos y de impulsos, por eso ante diferentes bandas pasantes las calibraciones no serán idénticas. Para la identidad de todos los medidores de perturbaciones los convenios internacionales establecen las bandas de frecuencias pasantes según la gama de frecuencias de trabajo.

Los primeros cinco instrumentos que se muestran en la tabla 11.1 pertenecen a la I clase y los indicadores técnicos responden totalmente a todas las normas internacionales establecidas. Los últimos dos instrumentos pertenecen a la II clase; ellos se realizan según un circuito simplificado, tienen menor sensibilidad y gran error, menor masa y dimensiones cómodas para el translado.

Las fuentes de perturbaciones son diferentes por la acción, construcción, las dimensiones y la disposición; por eso se elaboran

Tabla 11.1

Tipo de instrumento	Gama de frecuencia, MHz	Número de subgamas	Límites de medidas para la banda normal		Error de medida, dB		Banda pasante en el nivel de -6 dB, kHz		Error en el ajuste de la frecuencia %
			de la tensión sinusoidal	de la intensidad del campo	de la tensión sinusoidal	de la intensidad del campo	norm.	complementaria	
ПК3-7(РК3-7)	0,01-0,15	5	inferior— 0,1; 0,2; 0,3 μV,	inferior— 30 μV/m,	±2	±3	0,2±0,04	0,25±0,01	±1,0
			superior— 1 V	superior— 1 V/m	±2	±3	9	1	±1,0
ПК3-3	0,15-30	8	inferior— 0,5 μV,	inferior— de 25 a 50 μV/m,					
			superior— 0,1 V	superior— 1 V/m					
ПК3-4	30-300	6	inferior— 2,5 μV,	inferior— de 5 a 20 μV/m,	±2	±3	120	15	±1,0
			superior— 0,5 V	superior— de 05 a 3 V/m					
ПК3-5	255-500	—	inferior— 6 μV,	inferior— 120 μV/m,	±2	±3	120	800	±1,0
ПК3-6	500-1000	—	superior— 0,1 V	superior— 0,5 V/m					
П4-12А	0,15-30	2	inferior— 10 μV,	inferior— 100 μV/m	±6	±8	9^{+1}_{-3}	—	±3,0
			superior— 30 mV	superior— 100 mV/m					
П4-13А	30-300	—	inferior— 30 μV,	inferior— 50 μV/m	±6	±8	120+30	—	±3,0
			superior— 100 mV	superior— 50 mV/m					

procedimientos especiales de medidas que incluyen las recomendaciones de los aparatos, de medición, de los accesorios auxiliares, de los puntos de medidas, etc. Las mediciones del nivel de las perturbaciones deben satisfacer obligatoriamente los requisitos confirmados «Normas Nacionales de Perturbaciones Industriales Admisibles» ratificados por la Comisión Estatal de Radiofrecuencias de la Unión Soviética.

PREGUNTAS DE CONTROL

1. ¿Qué representa el indicador de la intensidad de campo de altas frecuencias?
2. ¿Cuál es el circuito del indicador de campo de la gama de frecuencias superelevadas?
3. ¿En qué se diferencia el medidor de las perturbaciones del medidor de la intensidad del campo?
4. ¿Cuál es el error general de medida de la intensidad del campo y de qué errores ella se compone?

ACERCA DEL CONTROL DE LOS APARATOS DE MEDIDAS RADIOELECTRICAS

S. 1 Nociones generales

Donde quiera que se realicen las medidas y cualesquiera que sean los instrumentos empleados, entre sus indicaciones debe haber una correspondencia total. Al medir una misma magnitud, los diferentes instrumentos deben dar indicaciones idénticas. La no coincidencia de las indicaciones se admite sólo dentro de los límites del error de los instrumentos usados. Para garantizar tal identidad en las medidas debe existir uniformidad de los medios de medidas. La vigilancia de los medios de medida se establece en función de leyes realizadas por los Organos Estatales de Servicio Metrológico es decir, vigilancia estatal, y por los Organos de Administración, vigilancia de Administración. Existen reglas de vigilancia y control de los medios de medida (medidas e instrumentos) que se encuentran en la explotación, por las medidas e instrumentos patrón destinados para este fin. A su vez, las medidas y los instrumentos patrón se controlan con los patrones de trabajo y ellos, por patrones secundarios, denominados patrones-copia primarios. Se denomina patrón primario el patrón que reproduce en el país determinado la unidad con la mayor precisión.

Todos los medios de medida se someten a un control periódico que se efectúa durante su explotación y conservación en el transcurso de un tiempo determinado. El control se realiza por los Organos Estatales de Servicio Metrológico o por las fuerzas de las Organizaciones o Empresas, para lo cual en las últimas se crean los laboratorios de mediciones (oficinas, secciones) a los cuales se confía todos los problemas relacionados con la conservación, el cálculo, la explotación y el control de los medios de medida.

El control se realiza en correspondencia con las instrucciones para cada tipo de instrumento, en las cuales se indica el método de medida y el circuito de la instalación de medición e incluso la sucesión de todas las operaciones y cálculos en la determinación de los errores y su correspondencia con los datos de certificado técnico. Con esto, el error total de medida y del instrumento patrón deben ser, como mínimo, 3 veces menor que el error admisible del instrumento a controlar, lo que es una regla general para el control de cualquier instrumento.

Los resultados del control se legalizan con la redacción de un documento oficial y (o) su marcadura. Los instrumentos defectuosos no se admiten para la posterior utilización, sobre lo que en su certificado se introduce la anotación correspondiente.

Examinemos con detalle los requisitos fundamentales al control de los voltímetros electrónicos de corriente contínua y de algunos generadores de medición de señales.

S. 2 Control de los voltímetros electrónicos de corriente continua

Todos los voltímetros puestos en circulación o los que han pasado la reparación y también los que se encuentran en explotación se someten a un control en correspondencia con los métodos y medios establecidos por las GOST (ГОСТ) 16315—70.

Después de la inspección exterior y del control de la complexión (a excepción de las piezas de repuesto) antes de conectarlo a la red se controla el buen estado del dispositivo mecánico de puesta en cero y la aguja del indicador se pone a cero. Después se conecta el voltímetro a la red y encontrándose la entrada cortocircuitada se controlan la posibilidad de la puesta eléctrica a cero en todas las subgamas de la tensión a medir y la ausencia de la penetración de la aguja en sentido contrario. Después de esto se transmite a la entrada del voltímetro la tensión a medir y se controla la presencia de la indicación y la ausencia de la penetración de la aguja. El voltímetro con cualquier defecto no se acepta al control.

Asegurándose el buen estado del voltímetro, se empieza a controlar el objetivo principal, a determinar el error fundamental. El control debe efectuarse observando las siguientes normas: la temperatura del medio circundante debe estar en los límites de $+ 20 \pm 5°C$; la presión atmosférica es de 750 ± 30 mm Hg; la humedad relativa es de $60 \pm 15\%$; la desviación de la tensión de la red de alimentación no debe sobrepasar el ± 2 por ciento. Antes de realizar el control, el voltímetro a controlar y todos los medios de control deben ser calentados de acuerdo con el régimen indicado en las instrucciones para su explotación.

El error fundamental de los voltímetros electrónicos se halla confrontando las indicaciones de los instrumentos a controlar y los patrón, o a través del divisor de tensión patrón, cuya resistencia de entrada, no debe sobrepasar el valor determinado por la fórmula:

$$R_{\text{sal}} \leqslant \frac{R_{\text{Inst}}\delta}{1000}$$

donde R_{Inst} es la resistencia de entrada del voltímetro; δ es el error relativo admisible del voltímetro que se controla, en %.

En calidad de voltímetro patrón se emplea cualquier voltímetro de indicación numérica con error admisible no menor que $\pm (5 + 10^3 U_x + 10^{-3} U_{\text{lim}})$ donde U_x es el valor de la tensión que se mide; U_{lim} es el límite de medida. El divisor de tensión se debe elegir con un error admisible del coeficiente de división no mayor de 10^{-3}.

En la fig. S. 1*a*, *b*, *c*, se muestra el circuito estructural de las conexiones durante el control. El error fundamental del voltímetro se determina en cada marca numérica de las escalas del voltímetro que se controla, durante los valores de tensiones que incrementan y decrementan. Los errores se calculan del siguiente modo:

al controlar por el circuito de la fig. S. 1*a*, el error absoluto

$$\Delta = U - U_r$$

donde U es la indicación del voltímetro que se controla y U_r es la indicación del patrón; a controlar por el circuito de la fig. S. 1*b*, el error absoluto

$$\Delta = U - AU_r$$

donde A es el coeficiente de división del divisor de tensión patrón; controlando por el circuito de la fig. S. 1*c*,

$$\Delta = U - BU_r$$

donde $B = \frac{1}{A}$ es el coeficiente de transmisión del divisor de tensión patrón.

Los errores relativos, en %, se determinan al medir por los circuitos expuestos anteriormente mediante las siguientes fórmulas, respectivamente:

$$\delta = \frac{\Delta}{U_r} 100; \quad \delta = \frac{\Delta}{AU_r} 100 \quad \text{y} \quad \delta = \frac{\Delta}{BU_r} 100.$$

El error reducido se determina por la fórmula:

$$\delta_r = \frac{\Delta}{U_{fin}} 100$$

donde U_{fin} es valor final de la escala, en la cual se determina el error del voltímetro.

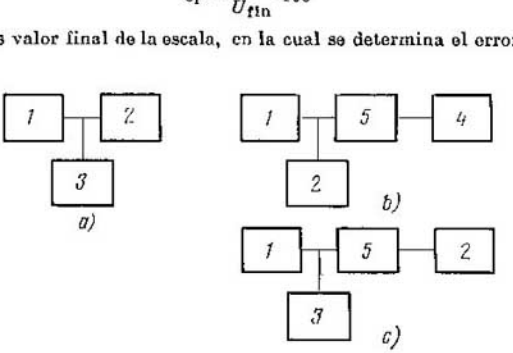


Fig. S.1. Circuitos estructurales de control de los voltímetros electrónicos de corriente continua: *a*) durante la confrontación directa de la lectura de los voltímetros a controlar y patrón; *b*), *c*) con empleo de divisor de tensión;
1—fuente de tensión constante; *2*—voltímetro a controlar; *3*—voltímetro patrón con grandes límites de medida; *4*—divisor de tensión patrón

El control se mejora y se acelera si se tiene una instalación de control Bl-2 ó Bl-4; las cuales son fuentes de tensión constante hasta 300 V con un error admisible no mayor de $\pm\left(1+\frac{0{,}003}{U}\right)$,%, $\pm\left(0{,}3+\frac{0{,}0003}{U}\right)$,%, respectivamente. Aquí U es el valor de la tensión de reproducción en voltios. Al emplear dichos aparatos, el voltímetro que se controla, se conecta directamente a los bornes de salida de estos. La resistencia de entrada del voltímetro que se controla no debe ser menor de 000 kΩ.

S. 3 Control de los generadores de señales de mediciones en la gama de frecuencias de 30 MHz a 6,7 GHz

El control de los generadores es mucho más complejo que el de los voltímetros electrónicos, ya que se determina por los errores de los parámetros o de sus magnitudes, cuyo número alcanza a siete, por ejemplo:

a) error de reglaje de la frecuencia de la señal;
b) inestabilidad de la frecuencia;
c) potencia máxima de salida o tensión de la señal;
d) error de la instalación del nivel de salida de la señal y de los límites de su regulación;
e) relación de ondas estacionarias de la tensión de salida del generador;

f) parámetros de la señal de salida del generador durante el trabajo en el régimen interno y externo de modulación de impulsos;

g) parámetros de la señal de salida durante la modulación de amplitud.

Para controlar los parámetros enumerados, se emplean los instrumentos de la gama de frecuencia correspondiente, con errores tres veces menores que los admisibles de los parámetros a controlar. El juego de tales instrumentos contiene un frecuencímetro numérico, un medidor de baja potencia o un voltímetro, un medidor de la relación de ondas estacionarias de la tensión, un medidor de la atenuación de los atenuadores, una cabeza de detección, un oscilador de baja frecuencia y de señales de impulso, un osciló grafo, un medidor del coeficiente de modulación de amplitud y un indicador, es decir, un galvanómetro o un amplificador de medida.

Las condiciones de control no se diferencian de las condiciones citadas para el control de los voltímetros electrónicos, a excepción de la desviación de la tensión de la red de alimentación, que en este caso puede alcanzar al $\pm$ 10%.

Después de la inspección exterior y del control de la complexión, se controla la capacidad de trabajo del generador. El generador se considera apto para el trabajo si garantiza:

— la puesta mecánica a cero de todos los indicadores de los instrumentos electromagnéticos que componen el generador;

— la puesta eléctrica a cero con la alimentación conectada;

— el desplazamiento y la fijación de las manijas de sintonización y de mando libre;

— la fijación precisa de todos los conmutadores al coincidir el indicador del conmutador con las inscripciones correspondientes en el panel del generador;

— la generación de la señal sin hendiduras en toda la gama de frecuencias del generador;

— la puesta del nivel de la señal en el régimen de oscilaciones continuas en la marca del valor de referencia en toda la gama de frecuencias;

— la modulación de la señal de alta frecuencia en el régimen de modulación interna.

Después del precalentamiento en el transcurso del intervalo de tiempo necesario se realiza el control en el siguiente orden y según los siguientes circuitos.

El error de reglaje de frecuencia (fig. S. 2) se halla en tres frecuencias de cada subgama o en cinco frecuencias para los instrumentos con una gama en las marcas numéricas en el comienzo, en el medio y en el final de la

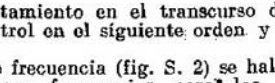


Fig. S.2. Circuito estructural de la determinación del error de reglaje de frecuencia:

1—generador a controlar; *2*—atenuador; *3*—frecuencímetro patrón

escala. La frecuencia de la señal se establece dos veces, durante su aumento y su disminución gradual, al acercarse a la marca correspondiente de la escala. El generador debe trabajar en el régimen de oscilaciones no moduladas con la potencia máxima o con la potencia correspondiente al nivel de referencia.

El error relativo en tanto por ciento para cada marca se calcula por la fórmula:

$$\delta_f = \frac{f_{nom} - f_r}{f_{nom}}$$

donde f_{nom} es el valor nominal de la frecuencia señalado en la escala del generador y f_r es el valor real de la frecuencia medida con el frecuencímetro patrón.

La estabilidad de la frecuencia de la señal del generador la determinan por el mismo circuito (fig. S. 2) en las frecuencias límites y medias. La primera

medida la realiza directamente después del precalentamiento del generador y se obtiene el valor de f_r; la segunda medida se efectúa al cabo del intervalo de tiempo t, indicado en el documento del generador y obtienen el valor de f_{rt}; la inestabilidad relativa de la frecuencia en tanto por ciento en el tiempo se calcula por la fórmula:

$$\delta_f = \frac{f_{r.1} - f_{r.t}}{f_{r.1}}.$$

La potencia de salida máxima de la señal del generador se determina para da carga adaptada por el circuito estructural de la figura S. 3. El valor máximo de la potencia de salida observado en la escala del medidor de baja potencia se fija con su manija de regulación. Después se sintoniza el generador en toda

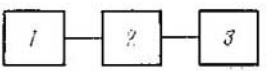


Fig. S.3. Circuito estructural de determinación de la potencia y del error del nivel de referencia:

1—generador a controlar; *2*—atenuador; *3*—medidor de poca potencia (voltímetro electrónico)

su gama de frecuencias y se registra la potencia mínima que se obtiene en ciertos puntos de la gama de frecuencias. El valor de la potencia medido se multiplica por el coeficiente de debilitamiento del atenuador y se comprueba el valor obtenido respecto al indicado en el certificado técnico del generador.

Los límites de regulación del nivel de salida de la potencia se controla empleando el método de sustitución con el atenuador patrón (fig. S. 4). Se

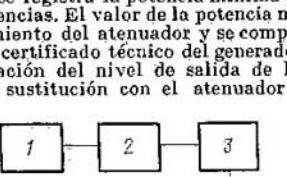


Fig. S.4. Circuito estructural de determinación de los límites de regulación de la potencia de salida:

1—generador a controlar; *2*—atenuador separador; *3*—atenuador de calibrado patrón; *4*—cabeza de detección; *5*—indicador

establecen la potencia mínima del generador, el atenuador patrón calibrado en la posición del debilitamiento mínimo A_1 y se registra la lectura del indicador.

Después se introduce el debilitamiento máximo del atenuador y se fija la potencia máxima del generador. Variando el debilitamiento del atenuador, la lectura del indicador se hace igual al valor anterior y se registra el debilitamiento del atenuador A_2. Los límites de regulación de la potencia del generador se halla como la diferencia de $A_2 - A_1$ dB.

El error en la instalación del nivel de salida se determina como la suma del error en la instalación del valor de referencia de la señal de salida y el error de graduación del atenuador.

El control del error del voltaje de referencia (de la potencia) se efectúa según el circuito de la fig. S. 3., en el cual el bloque 3 es un voltímetro electrónico o un medidor de baja potencia. El voltímetro se conecta a la salida del generador a traves de un cable, añadido a éste y el medidor de potencia además,

debe tener la resistencia de entrada igual al valor nominal de la resistencia de carga del generador con la relación de ondas estacionarias de la tensión que no supere 1, 2. El error relativo del voltaje de referencia (de la potencia) se determina por la fórmula:

$$\delta_U = \frac{U_{nom} - U_r}{U_{nom}} 100 \quad \text{ó} \quad \delta_P = \frac{P_{nom} - P_r}{P_{nom}} 100$$

donde el subíndice «nom» se refiere al valor nominal de la tensión o de la potencia fijada en la slida del generador, y el «R», al valor real del voltaje de referencia (de la potencia).

La relación de ondas estacionarias de la tensión de salida del generador se mide con el generador que se controla desconectado mediante una línea de medición o de un medidor de la relación de ondas estacionarias de la tensión, en tres frecuencias de la gama y para tres marcas en la escala del atenuador incorporado, entre otras, para la marca correspondiente al valor de referencia del nivel de salida de la señal.

Los parámetros de la señal de salida del generador durante el trabajo, en el régimen interno o externo de modulación por impulsos se mide después de detectarla por medio del circuito de la fig. S.5. La duración del impulso en el

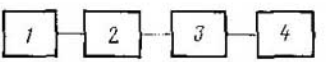


Fig. S.5. Circuito estructural de determinación de los parámetros de la señal de salida durante la modulación de impulso:
1—generador a controlar; *2*—atenuador separador; *3*—cabeza de detección; *4*—osciló grafo

nivel 0,5 de su altura, el tiempo de crecimiento y de decrecimiento del impulso desde el nivel 0,1 hasta el nivel 0,9 de su altura se mide con ayuda del osciló-grafo, como se expone en la fig. S.9.4. La irregularidad de la cresta del impulso (de la parte plana) se calcula por la fórmula:

$$N = 2 \frac{A_{máx} - A_{mín}}{A_{máx} + A_{mín}} 100,$$

donde $A_{máx}$ y $A_{mín}$ son los valores máximo y mínimo de la parte plana del impulso medido en la pantalla del osciló grafo en cualquier unidad convencional. La cabeza de detección empleada para la desmodulación debe tener la relación de ondas estacionarias de tensión no mayor de 2. La medida la realizan con cualquier frecuencia de cada subgama.

El error en la instalación del coeficiente de modulación de amplitud se halla con ayuda del medidor de la modulación de amplitud que trabaja en la correspondiente gama de frecuencias.

BIBLIOGRAFIA

1. *Кушнир Ф. В.* Радиоизмерения. Изд. 2-е. М., «Связь», 1968.
Kushnir F. V. Medidas radioeléctricas (en ruso).
2. *Мирский Г. Я.* Радиоэлектронные измерения. М., «Энергия», 1975.
Mirski G. Ya. Medidas radioelectrónicas (en ruso).
3. *Роговенко С. С.* Радиоизмерительные приборы. Минск, «Высшая школа», Ч. I., 1972, 4.2, 1974.
Rogovenko S. S. Aparatos de medida radioeléctrica (en ruso).